



Universidad
Carlos III de Madrid

TRABAJO FIN DE GRADO:
CONVERTIDOR ELECTRÓNICO DE
POTENCIA PARA EQUIPO PORTÁTIL DE
RAYOS X

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Titulación: Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales

AUTOR: GONZALO GIL ORTIZ

TUTOR: PABLO ZUMEL VAQUERO

Resumen

Este proyecto se centra en el estudio de los convertidores de potencia para analizar cómo pueden ser utilizados para permitir el correcto funcionamiento de un equipo de rayos X portátil.

Se realizará una descripción de los principales convertidores de electrónica de potencia, atendiendo principalmente al convertidor resonante CC-CC serie.

Se analizarán los beneficios de utilizar componentes de potencia basados en la tecnología SiC, aplicados al caso concreto del diseño del convertidor resonante, siendo dicha tecnología uno de los mayores avances recientes en el campo de la electrónica.

Por último, se diseñará y construirá un prototipo para el estudio experimental del convertidor resonante CC-CC serie, con el apoyo de simulaciones realizadas con la herramienta PSIM.

Palabras clave: Convertidor resonante CC-CC serie, tecnología de SiC, transformador de alta relación de transformación, pérdidas de conmutación.

Abstract

This project is focused on the study of power electronic converters to analyze how they could be used to allow the proper functioning of a X-ray portable equipment.

A description of the main power converters is presented, focusing on the series resonant DC-DC converter.

The benefits of using power components based on SiC technology applied on the specific case of the design of the resonant converter are analyzed, being this technology, one of the biggest recent advances in the area of electronics.

Finally, a prototype would be designed and built to study experimentally the series resonant DC-DC converter with the support of simulations done with the PSIM tool.

Key words: series resonant DC-DC converter, SiC technology, high turn ratio transformer, switching losses.



Índice

1.- Introducción.	6
1.1.- Descripción del trabajo.	6
1.2.- Objetivos.	6
1.3.- Motivación.	7
1.4.- Estado de la Técnica.	7
2.- Equipos de Rayos X.	9
2.1.- Conceptos Básicos y Caracterización del equipo.	9
2.2.- Regulación Técnica Relacionada.	11
3.- Convertidores de Potencia.	14
3.1.- Tipos de Convertidores.	14
3.1.1.- Convertidor CC-CC.	14
3.1.2.- Convertidor CC-CA.	18
3.1.3.- Convertidor CA-CC.	21
3.2.- Elección del Convertidor.	24
3.3.- Convertidor Resonante.	24
3.3.1.- Convertidor Inversor Resonante Serie.	25
3.3.2.- Convertidor CC-CC Resonante Serie.	28
3.4.- Conclusiones del Capítulo.	36
4.- Tecnología SiC.	38
4.1.- Historia y Descripción.	38
4.2.- Principales Características. SiC MOSFET.	38
4.3.- Conclusiones del Capítulo.	41
5.- Simulaciones.	42
5.1.- Simulaciones Iniciales. Estudio de los Parámetros Principales.	42
5.2.- Simulaciones Finales (Prototipo y de Alta Tensión).	51
5.3.-Conclusiones del Capítulo.	59
6.- Construcción del Convertidor.	60
6.1.- Componentes Utilizados.	60
6.1.1.- Componentes de Potencia.	60
6.1.2.- Construcción de Componentes Inductivos.	62



6.2.- Procedimiento de Construcción.....	66
6.3.- Descripción del Circuito de Control.	67
6.4.- Datos obtenidos.	68
6.5.- Conclusiones del Capítulo.	74
7.- Conclusiones del Trabajo.....	76
8.- Presupuesto Económico.	77
9.- Bibliografía.....	83



1.- Introducción.

1.1.- Descripción del trabajo.

El presente trabajo de fin de grado tiene como objetivo el diseño de un convertidor de potencia que pudiese operar en un equipo portátil de rayos X, para conseguir satisfacer las necesidades que éste precisa para su buen funcionamiento, e identificar los aspectos más importantes de dicho diseño. Para ello será necesario un convertidor de potencia con un transformador, dada la alta tensión que es necesario generar para alimentar al tubo de rayos X. Un esquema del marco en el que se encuentra el convertidor se muestra en Figura 1.

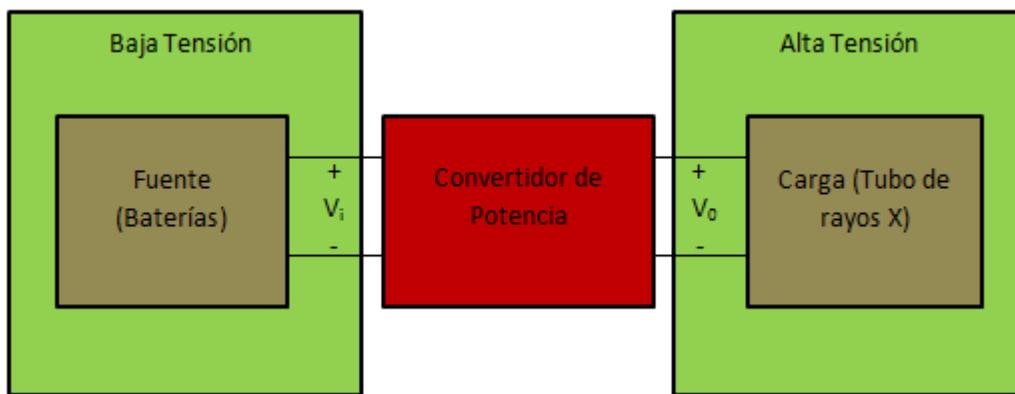


Figura 1.- Esquema de las Distintas Partes del Marco en el que se Encuentra el Convertidor Deseado.

Se realizará un estudio sobre qué convertidor de potencia es el más adecuado. Para ello se expondrán las características que estos equipos requieren y se explicará la razón por la cual se elegirá el convertidor concreto que se va a utilizar, con los componentes adecuados para que, en conjunto, se consiga el mejor funcionamiento posible para resolver este problema.

Se analizarán los posibles problemas que puedan surgir al utilizar un transformador y cómo es posible solucionarlos utilizando distintas topologías de circuitos convertidores.

Para explicar estas soluciones, se explicarán las pérdidas que pueden tener los convertidores de potencia y cómo el convertidor elegido es capaz de solucionarlas, también se realizarán simulaciones que ayuden a entender el funcionamiento del convertidor y los pasos que se han seguido para la elaboración del prototipo final.

1.2.- Objetivos.

El objetivo inicial que se propone con este trabajo es realizar un estudio sobre los convertidores de potencia. Concretamente sobre el convertidor resonante CC-CC serie, para construir un convertidor que proporcione la tensión y potencia adecuadas para un equipo portátil de rayos X. Para ello se construirá una maqueta que sirva de prototipo para validar conceptos del funcionamiento del convertidor utilizado.

La construcción del convertidor requiere la realización previa de simulaciones del circuito electrónico, para estudiar las diversas posibilidades respecto al tipo de convertidor y sus características, y para seleccionar los materiales más adecuados.

Un aspecto interesante de este trabajo es la utilización de semiconductores de potencia realizados en SiC (carburo de silicio), que es una de las tecnologías relativamente más novedosas en la electrónica de potencia.

1.3.- Motivación.

La motivación ha sido la de estudiar cómo realizar un convertidor que, cumpliendo con las especificaciones dadas por el equipo en el que va a operar, sea lo más eficiente posible respecto a las pérdidas que podría sufrir e intentar que dicho convertidor sea del menor tamaño posible para así encajar de forma más sencilla en el equipo.

Desde un punto de vista práctico, la utilización de componentes de SiC es muy interesante, al familiarizarse con una nueva tecnología que se utilizará de forma intensiva en el futuro.

Desde un punto de vista personal, la motivación principal que impulsó la realización de este trabajo fue, por un lado, su posible aplicabilidad a la futura vida profesional, ya que se trata de un problema real, por lo que se dedujo que se adquiriría más conocimiento en este aspecto, dadas unas características concretas que, en este caso serán las demandadas por el equipo de rayos X.

Por otro lado también había un gran interés en profundizar en la electrónica, en especial la electrónica de potencia al ser electrónica y automática la intensificación elegida en mi grado de Ingeniería en Tecnologías Industriales.

Finalmente la realización de un prototipo con componentes reales también era algo muy interesante al haber hecho prácticas y trabajos durante el grado, relacionados con la electrónica, pero sin ser éstos tan avanzados y sin estar enfocados a algo más concreto donde se puede apreciar claramente la utilidad.

1.4.- Estado de la Técnica.

Actualmente se utilizan convertidores resonantes para operar en equipos de rayos X [1] [2]. El transformador, al tener gran relación de transformación, presenta imperfecciones de efectos capacitivos y/o inductivos que han de tenerse en cuenta; por lo que será necesario utilizar este tipos de convertidores, como se demostrará más adelante, al ser los que pueden contrarrestar dichos efectos. Para ello es posible utilizar diferentes topologías de convertidores resonantes que varían en su tanque resonante, pudiendo ser éste en serie o en paralelo o LCC o LLC en vez de LC (que será la configuración del tanque estudiada teóricamente) [1] [2]. El tipo de tanque se determinará dependiendo de las características del transformador utilizado y de lo que se pretenda obtener a la salida.

En equipos de rayos X también es posible utilizar multiplicadores de tensión unidos a la salida de un convertidor resonante [1] [3]. Éstos son utilizados para elevar la tensión de salida del



convertidor, lo que ayudaría a que el transformador tuviese una relación de transformación menor, provocando que las inductancias y las capacidades parásitas sean menores y por tanto, también el tamaño del propio transformador. No obstante estos multiplicadores, al igual que ocurre con el transformador, generan sus propias capacidades parásitas que deben ser tratadas mediante la resonancia del convertidor.

Como se volverá a comentar más adelante, en los equipos está siempre incluido un circuito de control que regula la potencia transmitida al tubo de rayos X [4]. Actualmente se utilizan dos métodos para realizar el control: modulación por frecuencia de pulso y modulación por ancho de pulso. El control de este tipo de convertidores se retomará, analizando el primer caso.

2.- Equipos de Rayos X.

2.1.- Conceptos Básicos y Caracterización del equipo.

Los rayos X son utilizados para captar imágenes de huesos o tejido circundante gracias a la distinta absorción que se produce entre los diferentes tipos de tejidos: los tejidos blandos como los músculos por ejemplo, no absorben apenas radiación por lo que hacen contraste con los huesos, que absorben gran cantidad. Este contraste proporciona una imagen en la que las partes del cuerpo que absorben mayor cantidad de radiación se muestran en blanco mientras que el resto aparece en negro.

Gracias a estas imágenes se pueden apreciar principalmente fracturas, roturas y enfermedades óseas, aunque también es posible detectar algunas enfermedades en los tejidos blandos y si existe acumulación de líquidos alrededor de las articulaciones [5].

Los equipos portátiles de rayos X (Figura 2) son utilizados en unidades de cuidados intensivos, urgencias, quirófanos y en especial, en casos en los que el paciente no puede ser transportado a un lugar donde haya un equipo fijo como, por ejemplo, en unidades de aislamiento [6].



Figura 2.- Equipo Portátil de Rayos X [7].

El componente principal de cualquier equipo de rayos X es el tubo (Figura 3), lugar donde se generan los rayos X debido a dos componentes denominados ánodo y cátodo que, al existir una gran diferencia de potencial entre ellos, se genera una corriente que va desde el cátodo hasta el ánodo, generando los rayos X al chocar los electrones generados en el cátodo contra el blanco del ánodo [8]. Para crear la diferencia de potencial entre el ánodo y el cátodo es necesario generar un pulso (durante un tiempo muy pequeño) de alta tensión del orden de cientos de kV.

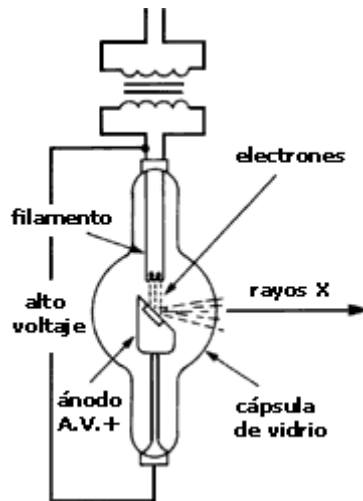


Figura 3.- Tubo de rayos X [9].

Por otro lado, este tubo contiene aceite, necesario para refrigerar los componentes que, al producirse los rayos X, han aumentado bruscamente su temperatura.

Para el estudio del prototipo se asumirá que el equipo portátil posee un adaptador que convierte la corriente alterna de la red convencional (110 o 220 V) en continua para poder alimentar correctamente el convertidor diseñado.

Otras caracterizaciones que se tendrán en cuenta para la evaluación del convertidor son, una tensión de entrada de 100 V (salida del adaptador anteriormente expuesto para una tensión de entrada de la red de 220 V) y que el tubo de rayos X se puede modelizar como una carga resistiva a la que se entrega 800 W de potencia; finalmente se asumirá que la alta tensión que se proporciona en el secundario del transformador para el tubo es de 100 kV. También se tendrá en cuenta si esta tensión de entrada del convertidor es distinta de 100 V si por ejemplo, se alimenta el equipo con baterías o con una tensión de red distinta de la habitual. Un esquema de estas especificaciones aplicadas al convertidor se muestra en la Figura 4.

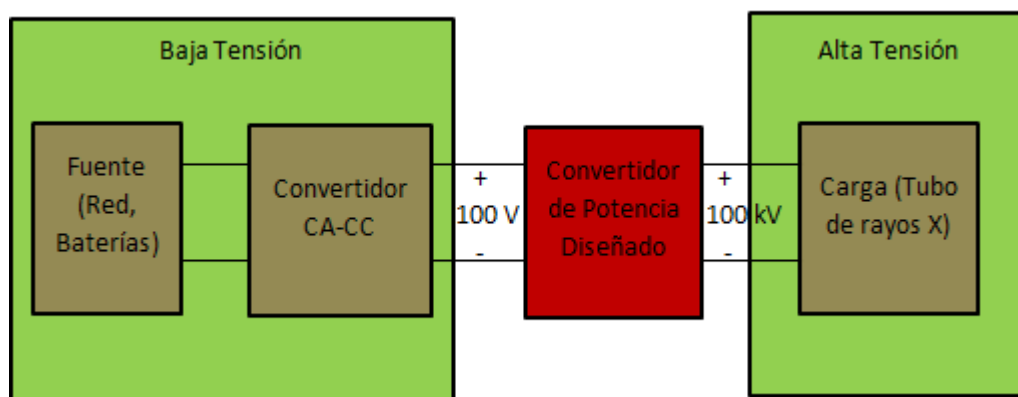


Figura 4.- Esquema Incluyendo las Características Específicas Asumidas.

2.2.- Regulación Técnica Relacionada.

La regulación técnica y legal que contempla la utilización de radiaciones ionizantes, como las empleadas en la utilización de rayos X, queda establecida en el Real Decreto 783/2001 de 6 de julio, publicado en el BOE número 178, de 26 de julio de 2001. En él se establecen las dosis máximas admisibles, los niveles de contaminación máxima admisibles y los principios fundamentales de la vigilancia sanitaria de los trabajadores de acuerdo con la Ley 25/1964, de 25 de abril, sobre energía nuclear. A continuación se resumen los puntos más significativos del contenido del Boletín (información obtenida de [10]).

El ámbito de aplicación del Reglamento abarca todas las prácticas que supongan un riesgo debido a radiaciones ionizantes, siendo estas, todas aquellas operaciones relacionadas con materiales radiactivos (explotación, producción, tratamiento, manipulación, utilización, transporte, etc.), las operaciones de cualquier equipo eléctrico que emita radiaciones ionizantes y que tenga componentes que utilicen una diferencia de potencial superior a 5 kV (como sería el caso de este trabajo, si se utilizase el equipo de rayos X), la comercialización de fuentes radiactivas y la asistencia técnica de equipos que incorporen fuentes radiactivas o produzcan radiaciones ionizantes.

Las limitaciones de las dosis están analizadas de forma que estén comprometidas las dosis a 50 años (70 años en el caso de niños) y están pensadas para trabajadores expuestos, mujeres embarazadas o en periodo de lactancia, personas en formación y/o estudiantes y miembros del público.

En el caso de trabajadores expuestos, la limitación son 100 mSv de dosis efectiva durante cinco años oficiales consecutivos, teniendo en cuenta que, durante un año oficial, no se pueden superar los 50 mSv de dosis efectiva. En cuanto a la dosis equivalente por año oficial, la limitación está en 150 mSv para el cristalino y 500 mSv para piel, manos, antebrazos, pies y tobillos.

En el caso de la mujer embarazada, sus condiciones de trabajo estarán pensadas para que el feto reciba la menor dosis posible, siendo como máximo ésta de un 1 mSv de dosis equivalente desde que se comunica el estado hasta el final del embarazo como mínimo.

En cuanto a las personas en formación y estudiantes, la limitación será la misma que la de los trabajadores expuestos si llegan a la mayoría de edad. Si por el contrario, tienen entre dieciséis y dieciocho años, la limitación de la dosis efectiva se encuentra en los 6 mSv por año oficial. El límite de dosis equivalente por año oficial será de 50 mSv para el cristalino y de 150 mSv para piel, manos, antebrazos, pies y tobillos.

Por último, en el caso de las personas que son miembros del público, la limitación de dosis efectiva por año oficial es de un mSv; dicha cantidad puede ser mayor en el caso de que existan circunstancias especiales siempre y cuando, el promedio de cinco años consecutivos no sea mayor de un mSv por año oficial. En cuanto a la dosis equivalente por año oficial, ésta es limitada a 15 mSv para el cristalino y a 50 mSv para la piel.



Para la protección de los trabajadores se evaluarán previamente las condiciones laborales para así saber la magnitud y la naturaleza del riesgo radiológico, se clasificarán en diferentes zonas los lugares de trabajo atendiendo a las dosis anuales previstas, el riesgo de dispersión de la contaminación y la magnitud y probabilidad de exposiciones potenciales; se realizará una clasificación de los trabajadores según sean sus condiciones y por último, habrá vigilancia individual y sanitaria.

Las zonas son clasificadas según sean controladas o vigiladas. Las zonas controladas son aquellas en las que es posible recibir dosis efectivas mayores a 6 mSv o dosis equivalentes superiores a 3/10 de los límites que tienen los trabajadores expuestos para cristalino, piel y extremidades. Las zonas controladas se dividen en tres categorías, de permanencia limitada si existe riesgo de recibir dosis mayores que los límites impuestos a los trabajadores expuestos, de permanencia reglamentada en el caso de que exista riesgo de superar éstos límites en periodos cortos de tiempo y por último, de acceso prohibido, en las que es posible recibir en una exposición, dosis superiores a los límites anteriores.

Las zonas vigiladas son aquellas en las que, sin llegar a los riesgos de las zonas controladas, es posible recibir dosis efectivas superiores a un mSv por año oficial o a dosis equivalentes superiores a 1/10 de los límites que tienen los trabajadores expuestos para cristalino, piel y extremidades.

En estas zonas descritas, será necesario realizar una vigilancia radiológica además de estar correctamente delimitadas y señalizadas, de forma que quede claro el riesgo de exposición que existe en ellas y que el acceso esté limitado a personas autorizadas que hayan recibido las instrucciones necesarias. En las zonas controladas serán necesarias las siguientes medidas adicionales, la obligación de usar dosímetros individuales si existe riesgo de exposición externa y la obligación de usar equipos personales de protección adecuados si existe riesgo de contaminación. En las zonas vigiladas debe realizarse una estimación de las dosis que puedan recibirse.

Los trabajadores expuestos se dividen en dos categorías, la categoría A que son aquellos que, dadas sus condiciones de trabajo, es muy posible que reciban una dosis efectiva superior a 6 mSv por año oficial o una dosis equivalente superior a 3/10 de los límites impuestos a cualquier trabajador expuesto en cristalino, piel y extremidades y la categoría B que son aquellos trabajadores que, dadas sus condiciones de trabajo, es bastante improbable que reciban dosis superiores a las de la categoría A.

La vigilancia de ambiente de trabajo se basará en la medición de las tasas de dosis externas y en la medición de las concentraciones de actividad en el aire y la contaminación superficial, siempre atendiendo a las características de las radiaciones correspondientes. Estas mediciones, una vez se obtengan los resultados, serán utilizadas para realizar estimaciones sobre las dosis individuales.

Para realizar estimaciones de las dosis de los trabajadores expuestos de la categoría A es obligatorio, en caso de riesgo de exposición externa, utilizar dosímetros individuales para medir la dosis externa, siendo esta representativa para todo el cuerpo y durante toda la



jornada laboral. En caso de riesgo de exposición parcial, habrá que emplear dosímetros en las partes consideradas más afectadas. Por último, en el caso de contaminación interna habrá que realizar análisis adecuados para evaluar las dosis correspondientes.

En cuanto a las estimaciones de las dosis de los trabajadores expuestos de la categoría B, se utilizarán los resultados de las mediciones obtenidas al realizar la vigilancia del ambiente de trabajo que ya se comentó antes.

Este Reglamento ha de tenerse en cuenta en el caso de que se utilizase el equipo de rayos X para el que se diseña el convertidor de potencia, pero no afecta a la realización de este trabajo, ya que aquí solo se pretende diseñar el convertidor que pueda ser utilizado, aunque es recomendable conocer dicha regulación por si se llegase a utilizar dicho equipo.



3.- Convertidores de Potencia.

Para la descripción del convertidor que finalmente se va a estudiar, antes se explican brevemente los convertidores más convencionales y sus características más específicas (solo se tendrán en cuenta los convertidores conmutados, siendo estos los que consiguen una gran eficiencia).

El convertidor que finalmente se va a utilizar es un convertidor CC-CC resonante pero podría considerarse CC-CA unido a otro CA-CC (con un tanque resonante entre medias), por lo que es importante conocer el funcionamiento de estos convertidores con el fin de que resulte más clara la explicación del convertidor resonante estudiado. También es necesaria la explicación resumida de los CC-CC más importantes para poder comparar éstos con el convertidor utilizado y así poder analizar porque éste es mejor opción que el resto. En la Figura 5 se muestra un esquema de las diferentes partes en las que se puede dividir el convertidor resonante CC-CC.

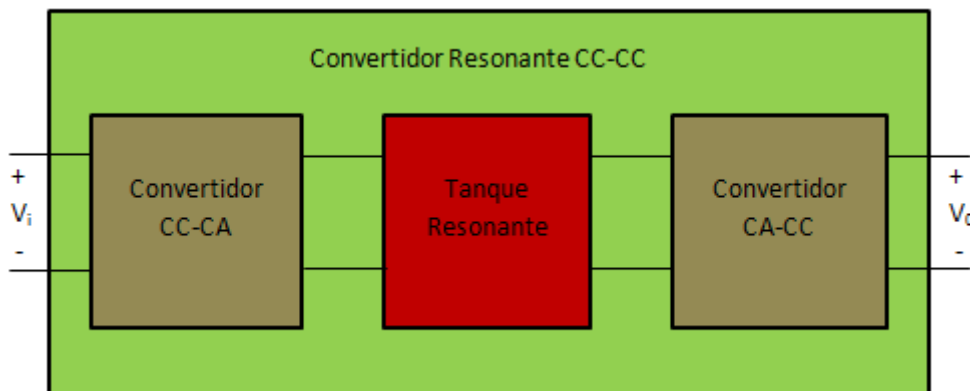


Figura 5.- Esquema Convertidor Resonante CC-CC Diferenciando sus Partes.

3.1.- Tipos de Convertidores.

Los convertidores conmutados se dividen básicamente según sea la corriente de entrada y de salida que tengan, los más característicos son CC-CC, CC-CA y CA-CC, que son los necesarios para entender el funcionamiento del convertidor utilizado. La información de este capítulo ha sido obtenida de [11] [12].

3.1.1.- Convertidor CC-CC.

El convertidor CC-CC convierte un nivel de continua en otro también de continua, pudiendo ser regulada esta tensión de salida.

Dentro de los convertidores CC-CC existen muchos tipos en función de cómo puede regularse la tensión de salida, de si ésta es mayor o menor que la de entrada y, por último, existen otros que se caracterizan por el aislamiento galvánico al contener transformadores.

En todos los convertidores descritos a continuación, existe un condensador conectado a la salida de circuito para mantener la tensión constante y así conseguir una mejor salida continua.

Para el estudio sobre el funcionamiento de los siguientes convertidores se asume que operan en régimen permanente y que los interruptores y diodos son ideales.

Funcionamiento: el funcionamiento de todos los convertidores aquí explicados consiste en la conmutación del interruptor, lo que produce que haya dos circuitos distintos en función de si el interruptor está cerrado o abierto. Estos convertidores tienen un diodo que permite la circulación de la corriente en el momento en el que el interruptor está abierto. El tiempo que está cerrado el interruptor es controlado con el ciclo de trabajo, siendo este tiempo, el producto entre este término y el periodo de conmutación.

Nota: Aquí solo se expone el modo de conducción continuo, pero existe también el modo de conducción discontinuo para cada uno de los convertidores CC-CC expuestos. Este modo es producido cuando la corriente por la bobina que contienen estos convertidores se hace negativa.

A continuación se describen brevemente estos tipos teniendo en cuenta simplemente sus principales características:

- **Convertidor Reductor.**

Este convertidor (Figura 6) se caracteriza por tener una tensión de salida (V_0) menor que la de entrada (V_s).

Se divide en cuatro partes: una fuente de tensión continua, un interruptor o transistor y un diodo (elementos que realizan la conmutación), un filtro paso bajo LC que atenúa los armónicos obteniendo una tensión de salida continua y una carga resistiva que recibe la potencia.

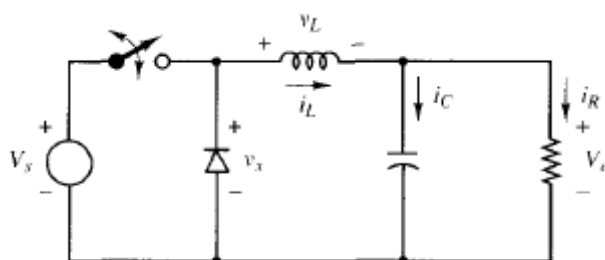


Figura 6.- Convertidor Reductor [11].

Debido al funcionamiento de este circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = V_s D$$

Donde D es el ciclo de trabajo que indica el tiempo que está cerrado el interruptor, por lo que se deduce que la tensión de salida es menor o igual que la tensión de entrada.

- **Convertidor Elevador.**

El convertidor elevador (Figura 7) se caracteriza por tener una tensión de salida (V_0) mayor que la de entrada (V_s).

Está formado por los mismos componentes que el reductor pero dispuesto de forma distinta.

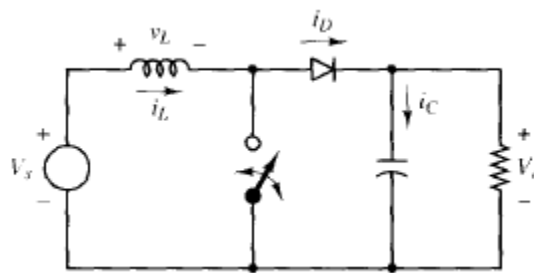


Figura 7.- Convertidor Elevador [11].

Debido al funcionamiento de este circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = V_s \frac{1}{1 - D}$$

Donde D es el ciclo de trabajo del interruptor.

De esta expresión se deduce que la tensión de salida es como mínimo la tensión de entrada.

- **Convertidor Reductor-Elevador.**

Este convertidor (Figura 8) puede tener una tensión de salida (V_0) menor o mayor que la de entrada (V_s).

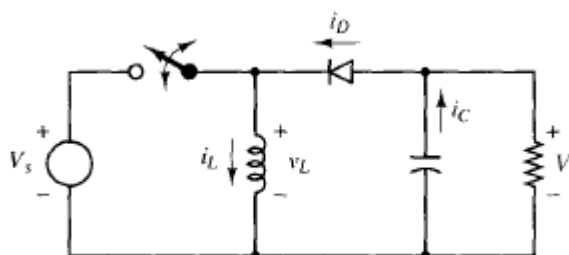


Figura 8.- Convertidor Reductor-Elevador [11].

Debido al funcionamiento de este circuito la expresión obtenida es la siguiente:

$$V_0 = V_s \frac{D}{1 - D}$$

Donde D es el ciclo de trabajo del interruptor.

De esta expresión se deduce que la tensión de salida puede ser mayor o menor que la de entrada en función del ciclo de trabajo, si $D < 0,5$ entonces $V_0 < V_s$ y al revés en el caso de $D > 0,5$.

A continuación se explican los convertidores con aislamiento galvánico. Estos convertidores son utilizados para aislar la parte de la entrada del circuito con la parte de la salida y así no tener una conexión eléctrica entre ambas (la referencia de potencial de una es distinta de la otra). El aislamiento se consigue gracias a un transformador que, a la vez, proporciona más flexibilidad en cuanto a la relación de tensiones entre la entrada y la salida gracias a su relación de transformación, pudiendo conseguir mayores diferencias entre ambas tensiones.

- **Convertidor Flyback.**

Este convertidor (Figura 9) es muy similar al reductor-elevador explicado anteriormente, la única diferencia está en su transformador.

La bobina utilizada es la inductancia magnetizante obtenida debido a que el transformador no es ideal.

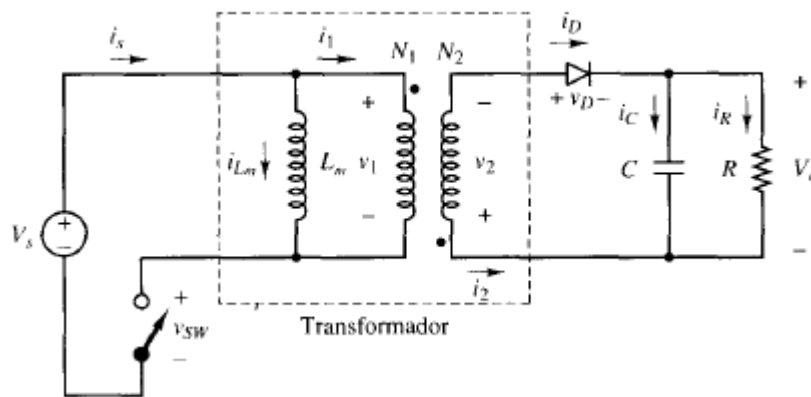


Figura 9.- Convertidor Flyback [11].

Debido al funcionamiento de este circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = V_s \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1 - D}$$

Siendo D el ciclo de trabajo del interruptor y N_2/N_1 la relación de transformación entre el primer y segundo devanado.

Como se puede apreciar, la expresión es muy similar a la del convertidor reductor-elevador. La única diferencia es el término de la relación de transformación que

proporciona mayor flexibilidad en cuanto a la regulación de la tensión de salida en función de la de entrada.

- **Convertidor Forward.**

Este convertidor (Figura 10) es muy similar al convertidor reductor ya explicado, la diferencia reside en el aislamiento galvánico proporcionado por el transformador.

Para el correcto funcionamiento de este convertidor, es necesario que el transformador tenga tres devanados y que el circuito contenga tres diodos.

Debido al funcionamiento de este circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$V_o = V_s \frac{N_2}{N_1} D$$

Donde D es el ciclo de trabajo del interruptor y N_2/N_1 la relación de transformación entre el primer y segundo devanado. En la expresión final no interviene el tercer devanado.

Como se puede apreciar, la expresión es muy similar a la obtenida con el análisis del convertidor reductor, con la única diferencia de la relación de transformación que también permite mayor flexibilidad al ajustar la tensión de salida respecto de la de entrada.

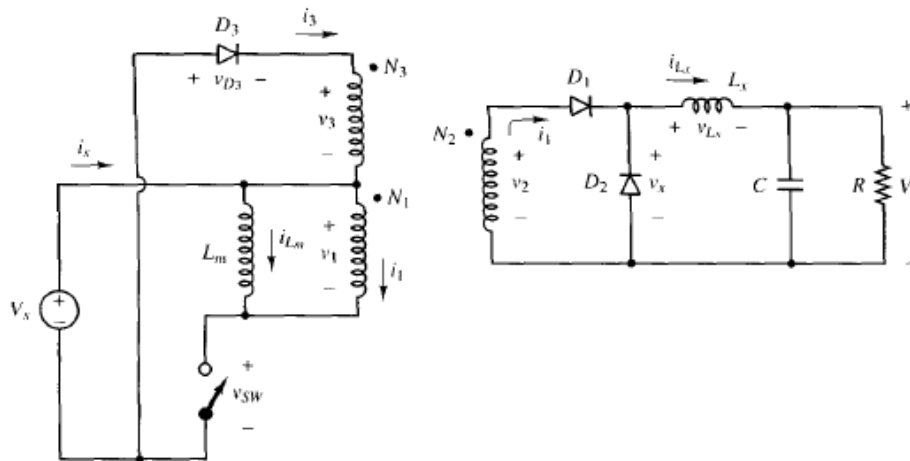


Figura 10.- Convertidor Forward [11].

3.1.2.- Convertidor CC-CA.

Los convertidores CC-CA o inversores son los que transforman corriente continua en alterna mediante la conmutación de interruptores, partiendo de una fuente de tensión continua.

Existen convertidores inversores monofásicos y trifásicos, modulados y no modulados. Aquí se expondrán los inversores monofásicos no modulados y algunos puntos de los modulados.

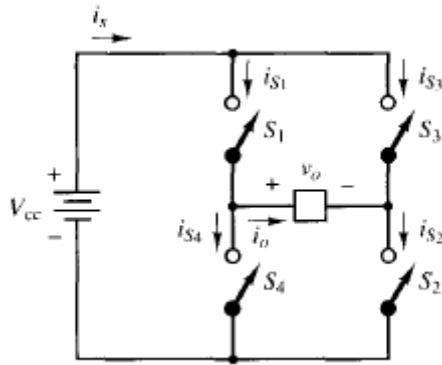


Figura 11.- Convertidor Inversor de Onda Completa [11].

En la Figura 11 se muestra un inversor monofásico no modulado de onda completa. Este convertidor convierte la tensión de continua de la fuente en alterna abriendo y cerrando los interruptores S_1 y S_2 al mismo tiempo y los interruptores S_3 y S_4 de forma recíproca a los primeros, consiguiendo una tensión de salida v_o que varía entre $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$. También es posible obtener una tensión de salida igual a cero cerrando al mismo tiempo S_1 y S_3 o S_2 y S_4 . Esto será útil para el control.

La forma de la corriente de salida depende de cómo sea la carga. Si ésta es resistiva la forma es análoga a la de la tensión, si es inductiva la onda empieza a tomar una forma más sinusoidal debido a sus propiedades de filtración (Figura 12).

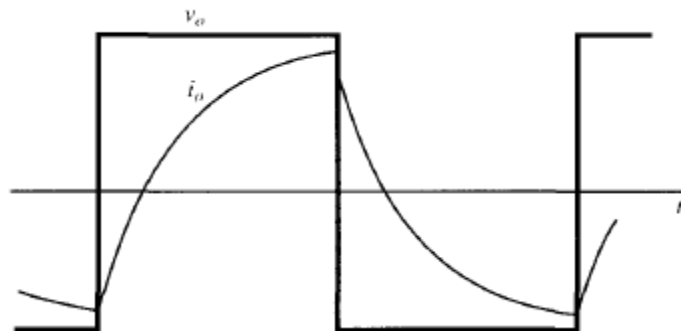


Figura 12.- Formas de Onda con Carga Inductiva [11].

Al ser la corriente negativa mientras los interruptores están cerrados, es necesario habilitar la conducción de corriente en sentido contrario. Esto se consigue utilizando diodos polarizados de forma inversa a los interruptores. Los MOSFET tienen estos diodos incorporados de forma parásita, por lo que serían los transistores óptimos para estos casos.

La calidad de la senoide obtenida es posible medirla gracias al parámetro DAT, el cual utiliza el análisis de las series de Fourier y permite ver la influencia de los armónicos obtenidos.

Algunos de los armónicos obtenidos pueden eliminarse gracias al control. Es posible obtener una forma de onda como la de la Figura 13 para la tensión de salida, cambiando la conmutación de los interruptores, realizando lo que se denomina control por fase desplazada.

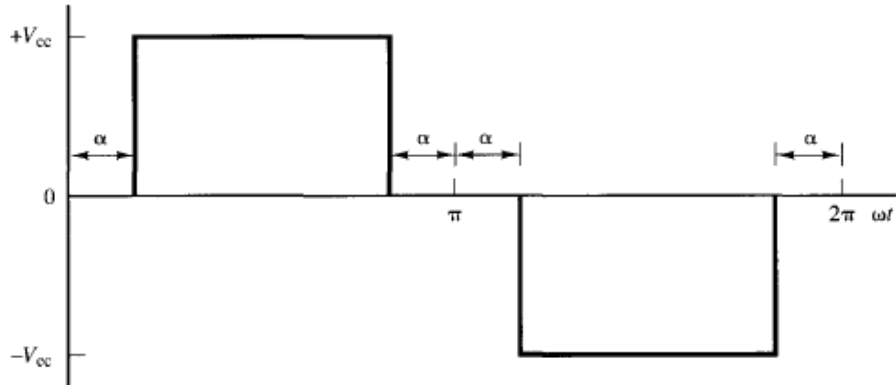


Figura 13.- Tensión de Salida en Fase Desplazada [11].

La componente fundamental y los armónicos dependen del ángulo α , de tal modo que es posible eliminar el tercer armónico de la tensión y la corriente si $\alpha=30^\circ$.

Como también se verá más adelante, se puede utilizar un medio puente para este tipo de inversores sustituyendo dos interruptores de la misma rama por condensadores. Si estos condensadores tienen el mismo valor, lo que hacen es dividir la tensión de entrada teniendo cada uno $V_{cc}/2$, esto provocará que la tensión de salida también sea la mitad. El resto del funcionamiento es idéntico al inversor de onda completa.

Una forma más eficiente de utilizar inversores es con la modulación. La modulación PWM (modulación por ancho de pulsos) permite tener mejores resultados en cuanto a la DAT que con los inversores no modulados, obteniendo una tensión de salida mucho más sinusoidal. La modulación PWM se consigue sumando dos señales llamadas referencia o moduladora y portadora siendo la primera sinusoidal y la segunda triangular. En la Figura 14 se muestran las dos señales y la tensión de salida que se obtiene:

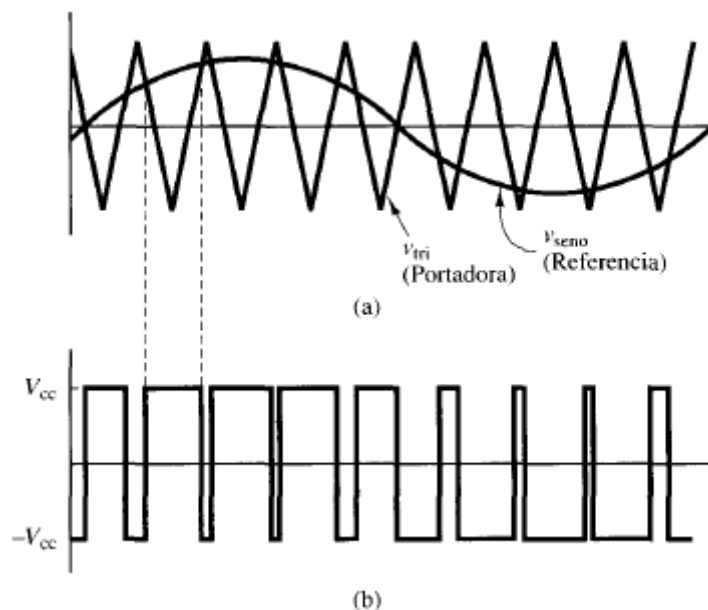


Figura 14.- (a) Señales Portadora y Referencia. (b) Tensión de Salida [11].

Esta modulación se denomina bipolar y con ella es posible obtener armónicos muy alejados de la componente fundamental en el espectro de frecuencia, siendo mucho más sencillos de filtrar aunque sean armónicos de mayor valor que los obtenidos por inversores no modulados.

Existe otra forma de PWM llamada unipolar que consigue tener armónicos de valor más reducido y a frecuencias más altas incluso que con la modulación bipolar. Para conseguir esta modulación es necesario que, además de las señales portadora y referencia, exista otra señal que sea la inversa de la referencia (Figura 15). En la Figura 16 se muestra la tensión de salida en este caso.



Figura 15.- Señales Utilizadas para Modulación Unipolar [11].



Figura 16.- Tensión de Salida Obtenida Mediante Modulación Unipolar [11].

La desventaja de los inversores modulados reside en que son mucho más complejos que los no modulados.

3.1.3.- Convertidor CA-CC.

Los convertidores CA-CC o rectificadores son aquellos que, a partir de una corriente alterna consiguen obtener una corriente continua de mayor o menor calidad.

Existen rectificadores monofásicos o trifásicos y controlados o no controlados. Aquí solo se expondrán los monofásicos no controlados.

Los rectificadores no controlados utilizan diodos, ya que estos componentes permiten el paso de la corriente solo en una dirección, eliminando la parte de la corriente que circularía si el diodo no estuviese en corto.

En el caso de un rectificador de media onda con carga resistiva, como en la Figura 17, al estar el diodo conduciendo, la tensión de salida v_o es igual a la tensión de la fuente (sinusoidal en este caso). Al llegar a cero la tensión de la fuente, el diodo se pone en corte al no poder conducir corriente en sentido contrario, provocando que la tensión y la corriente de salida sean cero (formas de onda Figura 18).

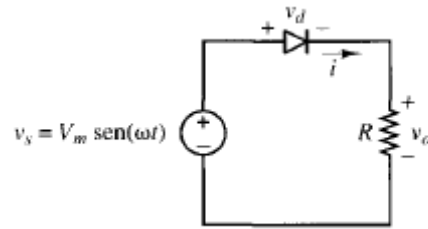


Figura 17.- Rectificador de Media Onda con Carga Resistiva [11].

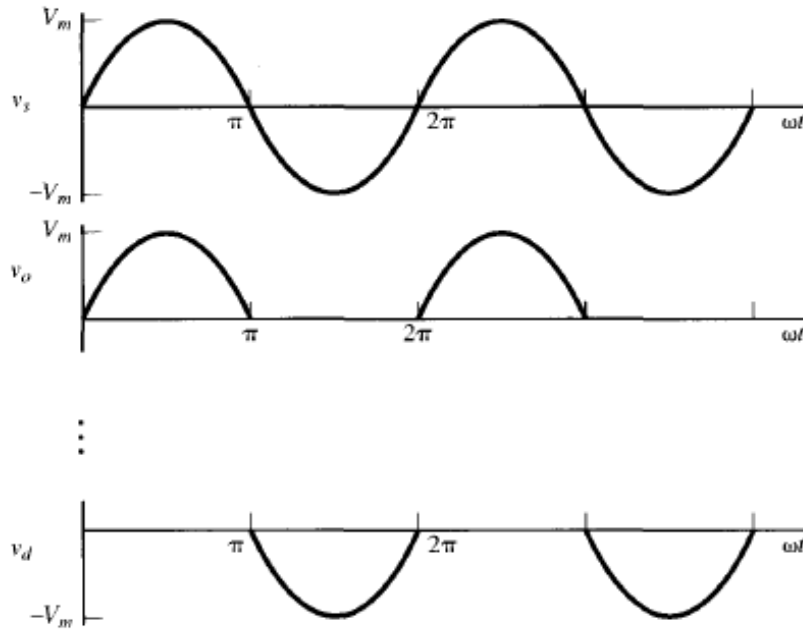


Figura 18.- Formas de Onda de la Tensión de la Fuente [11].

Utilizando un rectificador de onda completa (Figura 19) se consigue que, al ser negativa la tensión de la fuente, siga llegando a la resistencia corriente y tensión, habilitando otro camino para que circule dicha corriente.

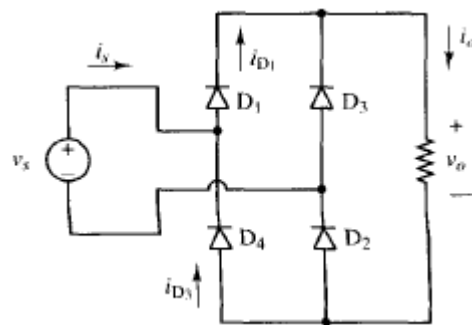


Figura 19.- Rectificador de Onda Completa y Carga Resistiva [11].

Siendo v_s una tensión sinusoidal, al ser ésta positiva, conducen los diodos D_1 y D_2 permitiendo que circule la corriente que le llega a la carga (los diodos D_3 y D_4 se encuentran en corte). Cuando la tensión v_s pasa por cero y empieza a ser negativa, los diodos D_1 y D_2 pasan a estar

en corte y D_3 y D_4 conducen, haciéndole llegar a la carga la misma corriente y tensión que cuando v_s era positiva (Figura 20).

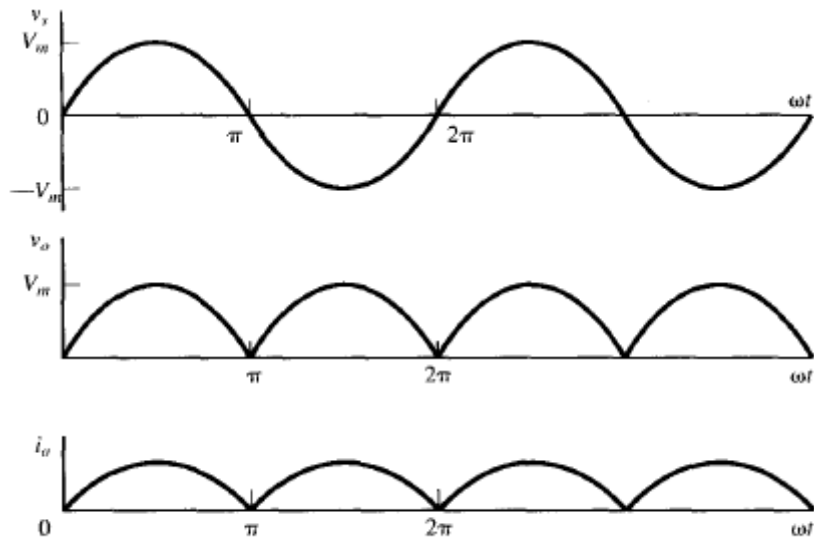


Figura 20.- Formas de Onda de la Tensión de la Fuente y la Salida y Corriente por la Carga [11].

A partir de estas formas de onda es necesario introducir un filtro para conseguir finalmente la corriente continua deseada. Para ello, se introduce un condensador en paralelo con la carga resistiva (Figura 21), debido a la carga y descarga del condensador se consigue una tensión que podría considerarse constante si el rizado es suficientemente pequeño (Figura 22).

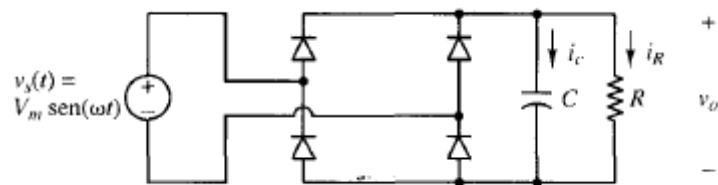


Figura 21.- Rectificador de Onda Completa con Filtro Capacitivo [11].

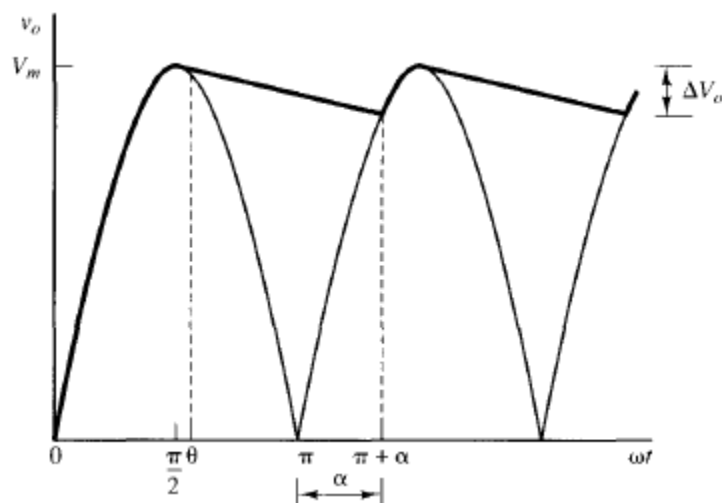


Figura 22.- Formas de Onda de la Tensión de Salida con Filtro Capacitivo [11].

Utilizando la aproximación triangular (que considera despreciable el tiempo de carga del condensador y que la descarga es lineal), se puede obtener la expresión para obtener el rizado de la tensión siguiente:

$$\Delta V_0 = \frac{I \cdot \Delta t}{C}$$

Donde C es la capacidad del condensador, I la corriente de salida que puede considerarse constante si el rizado de tensión es suficientemente pequeño y Δt el tiempo que dura la descarga lineal (la mitad del periodo).

3.2.- Elección del Convertidor.

Una vez vistos los convertidores básicos anteriores y sus características principales, se decide qué tipo de convertidor sería más apropiado para un equipo de rayos X.

Según se ha descrito anteriormente, un equipo de rayos X necesita una diferencia de tensión muy grande, del orden de cientos de kV, para poder funcionar correctamente. Para ello y partiendo de una tensión pequeña en comparación, como es la obtenida a la salida del adaptador que transforma la corriente alterna de la red a una constante, se deduce que lo más apropiado es utilizar un transformador con una gran relación de transformación. El transformador también proporciona aislamiento galvánico, que sería muy necesario para poder separar el lado de baja tensión del lado de alta.

Teniendo en cuenta que se parte de una corriente continua y se necesita aplicar otra corriente continua, lo más apropiado parece ser utilizar alguno de los convertidores CC-CC explicados, más concretamente alguno que contenga aislamiento galvánico como el convertidor flyback o el forward (a pesar de que el convertidor forward provenga del reductor es posible obtener una tensión mayor que la inicial gracias a la relación de transformación). Pero estos convertidores tienen el problema de que, al necesitar una relación de transformación muy grande, se producen unas inductancias parásitas elevadas que empeoran el funcionamiento, por lo que es necesario tener en cuenta estas inductancias y eliminarlas.

Por último es necesario utilizar un convertidor que produzca las menores pérdidas de conmutación posibles incluso a altas frecuencias, siendo estas frecuencias muy útiles ya que reducen el tamaño de los componentes de filtrado y de los transformadores, lo que conseguiría un convertidor de un tamaño significativamente menor.

Por todas las razones expuestas, el mejor convertidor que puede utilizarse es el convertidor resonante (como se verá más adelante) [11].

3.3.- Convertidor Resonante.

Se denomina convertidor resonante a cualquier convertidor que es capaz de utilizar la frecuencia de conmutación de sus interruptores para conseguir lo que se denomina soft switching, que consiste en la conmutación a tensión o corriente cero eliminando así las pérdidas de conmutación [11] [12].

En el presente trabajo se realizará un estudio del convertidor resonante con tanque en configuración serie. Este convertidor cumple con todas las especificaciones necesarias para el equipo de rayos X, siendo un convertidor CC-CC, con aislamiento galvánico y por tanto, con un transformador que permite elevar considerablemente la tensión de entrada sin necesidad de que sea excesivamente grande. Dicho tamaño es posible reducirlo gracias a las altas frecuencias de conmutación que es posible utilizar.

Sin embargo, la gran ventaja de utilizar este convertidor es la posibilidad de utilizar las inductancias parásitas del transformador, como se explicará más adelante, y por lo anteriormente mencionado sobre las menores pérdidas de conmutación.

La realización física de un transformador que genera altas tensiones partiendo de bajas, requiere una relación de transformación del mismo orden de magnitud que la diferencia entre ambas tensiones. Esto supone por un lado, que los devanados sean muy diferentes y por otro, que las necesidades de aislamiento al manejar tensiones muy elevadas hacen que los devanados estén muy separados. Estas limitaciones geométricas resultan en inductancias de dispersión muy elevadas en los devanados del transformador. Dichas inductancias de dispersión provocan un mal funcionamiento de los convertidores de potencia convencionales. Sin embargo, la forma más eficaz de reducir el efecto negativo de las inductancias de dispersión es hacer que formen parte del funcionamiento del propio convertidor. Esto se logra integrando las inductancias de dispersión en el circuito, como es posible en el caso de este tipo de convertidores.

Como se verá más adelante, también cabe destacar que es posible utilizar un sencillo control para este convertidor, al depender directamente la tensión de salida de la frecuencia de conmutación. Pudiéndose ajustar ésta para que la tensión de salida no varíe en caso de que cambie la de entrada debido por ejemplo, a que se utilice una red distinta de la habitual o unas baterías.

3.3.1.- Convertidor Inversor Resonante Serie.

Para realizar el estudio del convertidor resonante serie CC-CC, es útil ver el inversor serie resonante (Figura 23), siendo este convertidor fundamental para el entendimiento del que finalmente se utilizará al contener éste una parte inversora.

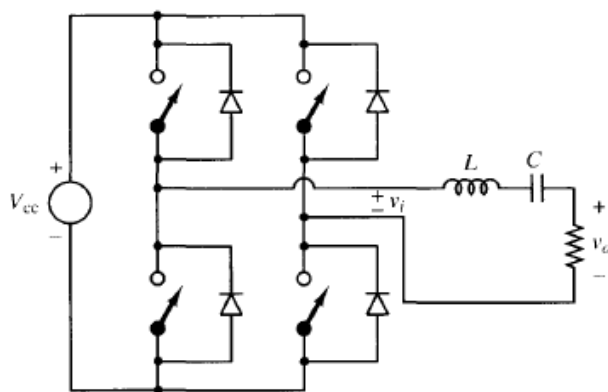


Figura 23.- Inversor Resonante Serie [11].

Como se explicó en el apartado de convertidores inversores, los interruptores permiten que, a partir de una fuente de tensión continua, se obtenga una tensión cuadrada a la salida del puente de valores $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$. Ésta tensión de salida del puente v_i es filtrada por la bobina y el condensador.

Este convertidor se caracteriza por la reducción de las pérdidas de conmutación a la frecuencia de resonancia y por la atenuación de los armónicos de la tensión de salida hasta el punto que se puede considerar sinusoidal esta tensión. A continuación se muestran expresiones importantes que es necesario tener en cuenta y se explica el funcionamiento del convertidor para poder utilizar la resonancia:

La frecuencia de resonancia tiene la siguiente expresión:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

El factor de calidad Q se puede definir como:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

Siendo $\omega_0 = 2\pi f_0$.

La función de transferencia que relaciona la tensión de salida del puente con la tensión de salida del convertidor depende de la impedancia R-L-C y se puede definir con las siguientes expresiones:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

Siendo ω : 2π por la frecuencia de conmutación.

La última expresión es de especial interés, debido a que está definida con los parámetros de factor de calidad y frecuencia de resonancia, por lo que se deduce que la tensión de salida depende directamente de estos parámetros, lo que facilitará el control de la amplitud.

Al coincidir la frecuencia de conmutación con la de resonancia, se produce el fenómeno de la resonancia, que consiste en la compensación de la inductancia con la capacidad del condensador provocando que la impedancia se anule (si el factor de calidad Q es suficientemente elevado). Esto produce la atenuación de armónicos hasta el punto de que se puede considerar sinusoidal la tensión en la resistencia (tensión de salida), al tener en cuenta únicamente el término de la frecuencia fundamental. Además, a la frecuencia de resonancia, la corriente está en fase con la tensión cuadrada del puente, lo que produce que cuando conmuten los transistores la corriente esté pasando por cero. Esto reduce significativamente las pérdidas de conmutación.

Al ser solamente importante el término de la frecuencia fundamental, se puede calcular la amplitud de la tensión de salida mediante las series de Fourier obteniendo:

$$V_0 \approx \frac{4V_{CC}}{\pi}$$

El factor de calidad Q es muy importante para el estudio de este convertidor ya que al aumentar su valor, la DAT disminuye provocando mayor atenuación de los armónicos. Si Q es menor que uno, la DAT es demasiado grande y no se puede considerar sinusoidal la tensión de salida.

A continuación se muestra una imagen de la respuesta en frecuencia normalizada de la función de transferencia anteriormente expresada:

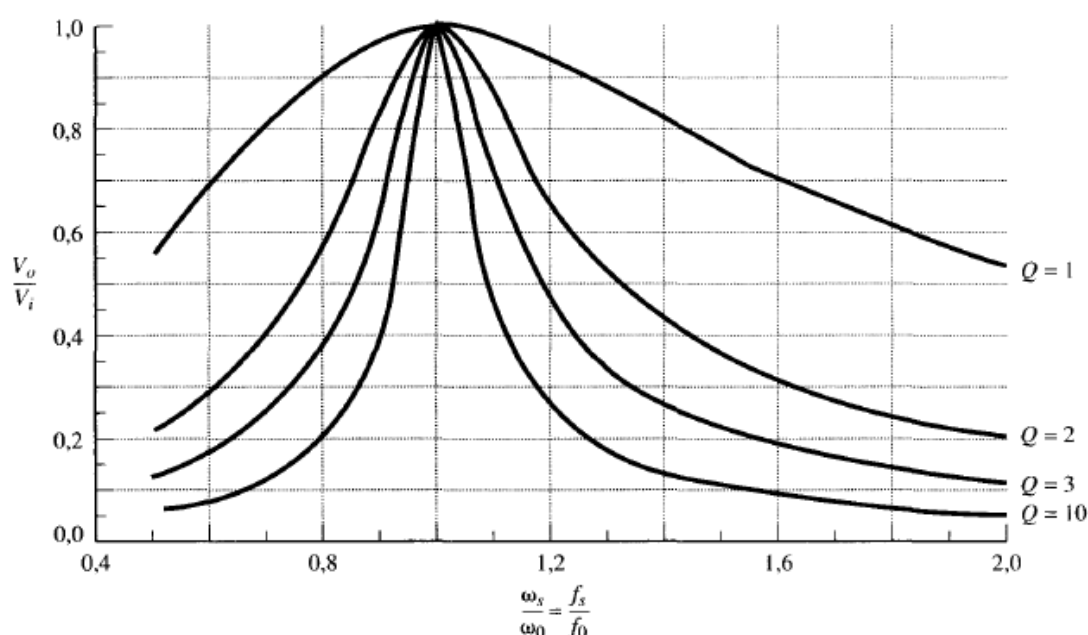


Figura 24.- Respuesta en Frecuencia Normalizada [11].

Siendo f_s la frecuencia de conmutación del convertidor y por tanto, $\omega_s = 2\pi f_s$.

Como se puede apreciar en la Figura 24, si el factor Q tiene como mínimo el valor uno, al coincidir la frecuencia de conmutación con la frecuencia de resonancia (el cociente f_s/f_0 es igual a uno), la impedancia L-C es compensada. Esto se demuestra al ser prácticamente uno el cociente entre la amplitud de la tensión de salida del puente y la amplitud de la tensión de salida del convertidor (V_0/V_i).

La imagen anterior también muestra cómo es posible realizar el control de la tensión de salida de la siguiente forma: si la tensión de entrada aumenta, la amplitud de la tensión del puente V_i aumenta en la misma proporción, cambiando el valor del cociente V_0/V_i , lo que produce que, si se desea mantener la tensión de salida v_0 , baste con modificar simplemente la frecuencia de conmutación, haciéndola diferir por tanto, con la frecuencia de resonancia aumentando o disminuyendo el cociente f_s/f_0 . Si es necesario efectuar dicho control, es más recomendable

aumentar la frecuencia de conmutación ya que, de esta forma, se aumenta la efectividad del filtro al desplazarse los armónicos hacia frecuencias más altas, provocando que dichos armónicos sean más fáciles de eliminar. Si, en cambio, se disminuye la frecuencia de conmutación por debajo de la de resonancia, los armónicos estarán más próximos a la frecuencia fundamental y además aumentarán su amplitud provocando que la DAT aumente y por tanto, que la tensión de salida no sea sinusoidal, al no cancelarse las impedancias L-C.

Al aumentar el valor de Q es más sencillo realizar el control, ya que el cociente de amplitudes de tensión V_o/V_i se hace más sensible al cambio de f_s/f_0 , haciendo que el cambio en cuanto a la frecuencia de conmutación sea menor y por tanto, no haya que alejarse demasiado de la frecuencia de resonancia.

Como ya se ha comentado antes, el inversor resonante hace disminuir las pérdidas de conmutación, esto es posible si el factor Q es elevado y si coincide la frecuencia de conmutación con la frecuencia de resonancia, ya que esto produce que, al realizarse la conmutación de los interruptores, la corriente sea prácticamente cero anulando las pérdidas. Se profundizará más en este hecho con el convertidor CC-CC resonante serie.

3.3.2.- Convertidor CC-CC Resonante Serie.

El convertidor CC-CC resonante serie ha sido el elegido para ser utilizado en el equipo de rayos X debido a las características de dicho equipo y a que ofrece menores pérdidas en comparación con el resto de convertidores explicados en apartados anteriores.

Como ya se ha visto, es beneficioso utilizar mayores frecuencias de conmutación para disminuir el tamaño del transformador y los componentes de filtrado. Pero los convertidores CC-CC no resonantes no permiten frecuencias demasiado altas, ya que eso aumentaría enormemente las pérdidas por conmutación. Debido a esto es necesario utilizar la resonancia si se quiere tener un convertidor de menor tamaño y con menores pérdidas; teniendo en cuenta además, que el transformador va a ser de gran tamaño si se utiliza una gran relación de transformación, como será el caso.

Para obtener un convertidor CC-CC resonante serie (Figura 25), lo que se debe hacer es rectificar la salida de un inversor resonante serie. Para ello lo más apropiado es utilizar un rectificador de onda completa y luego colocar un condensador en paralelo con la carga que sirva de filtro. Con esto se consigue que la carga tenga tensión y corriente continuas, si el condensador tiene una capacidad suficientemente elevada.

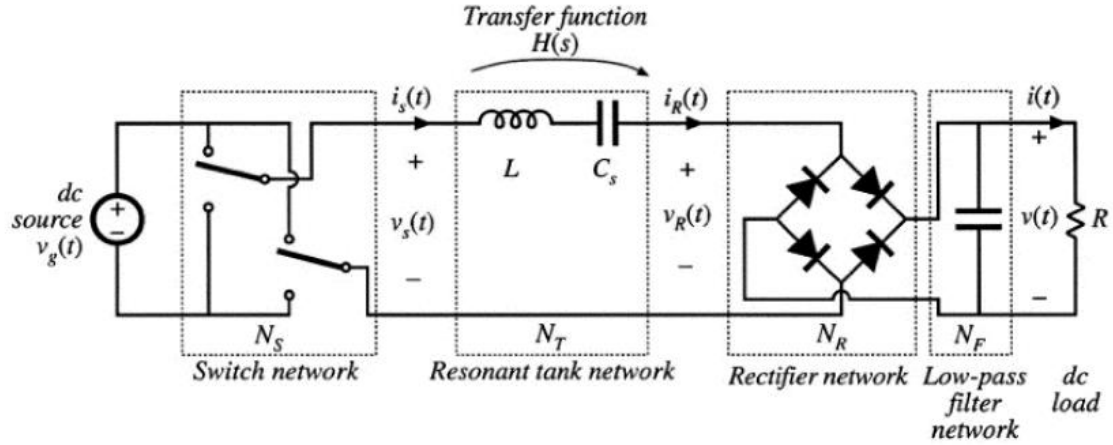


Figura 25.- Convertidor CC-CC Resonante Serie [12].

A continuación se explica el funcionamiento de dicho circuito.

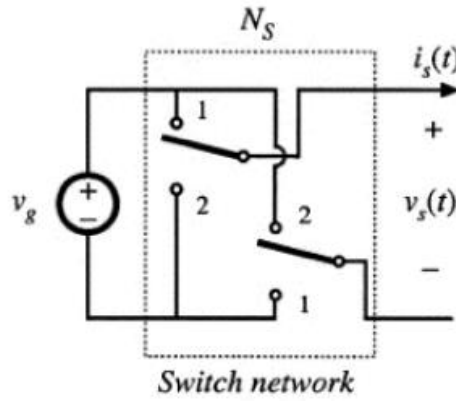


Figura 26.- Puente Completo Ideal [12].

Si se hacen conmutar los interruptores de modo que se obtenga una tensión cuadrada v_s a la salida del puente (Figura 26), ésta se puede expresar según la serie de Fourier siguiente:

$$v_s(t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n2\pi f_s t)$$

Siendo f_s la frecuencia de conmutación de los interruptores.

La tensión v_R puede describirse como la serie de Fourier de la tensión v_s :

$$v_R(t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n2\pi f_s t)$$

En el caso de que la impedancia de tanque serie sea anulada gracias al alto valor del factor de calidad Q y de que la frecuencia de conmutación coincida con la de resonancia, se puede considerar únicamente el primer armónico de la serie.

Si no se tuviese en cuenta la parte rectificadora con el filtro, se podría asumir que, al igual que ocurría con el inversor resonante serie, los armónicos de la tensión v_R son eliminados gracias al tanque de impedancias L-C_s, permitiendo el paso solamente de la frecuencia fundamental, resultando en una tensión sinusoidal.

La corriente i_R es completamente sinusoidal gracias también al efecto de la resonancia y del factor Q.

A continuación se muestran las formas de onda de la tensión v_R y de la corriente i_R (Figura 27).

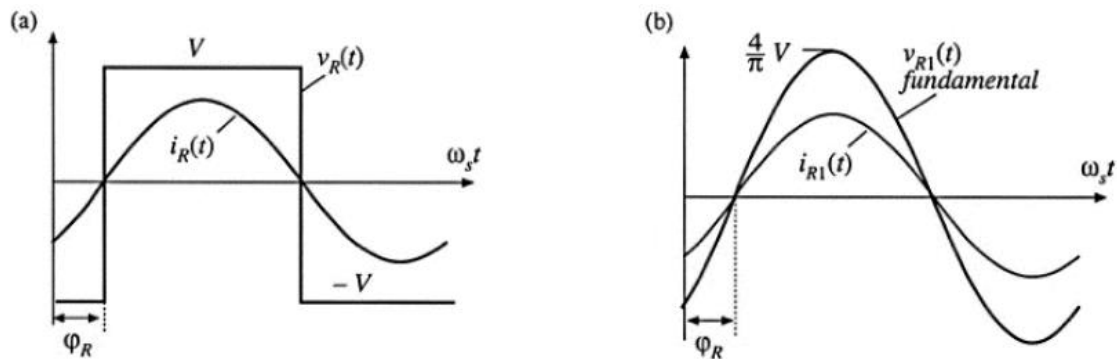


Figura 27.- (a) Formas de Onda de la Tensión y Corriente a la Salida del Tanque de Impedancias. (b) Formas de Onda de la Tensión y la Corriente en su Frecuencia Fundamental [12].

Como ya se ha comentado, a la salida del tanque de impedancias se coloca un rectificador de onda completa no controlado con un filtro paso bajo como el de la Figura 28.

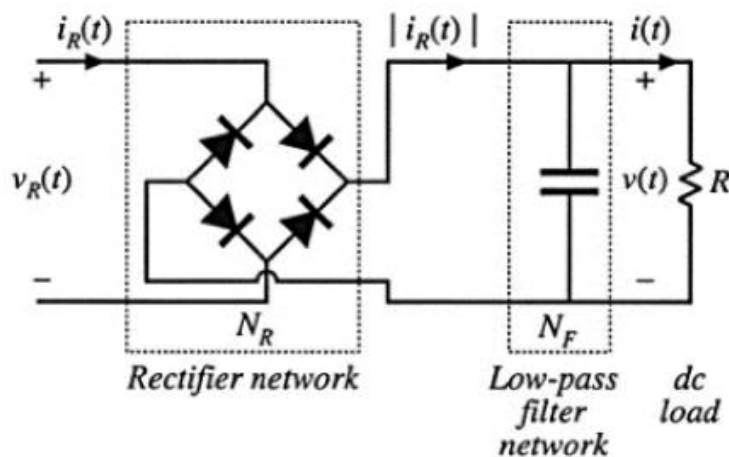


Figura 28.- Parte Rectificadora, Filtro y Carga del Convertidor CC-CC Resonante [12].

Este rectificador opera de la misma forma que los explicados en el apartado de convertidores CA-CC, siendo de onda completa para permitir el paso de la corriente cuando i_R pasa a ser negativa. El filtro paso bajo consigue una tensión y una corriente constantes a la salida del convertidor, pudiéndose aplicar la aproximación de pequeño rizado que era lo que se buscaba.

Teniendo una tensión de salida V constante provoca que la tensión v_R sea cuadrada de valor V cuando i_R es positiva y $-V$ cuando i_R es negativa, por lo que se puede definir la amplitud de v_R con la expresión siguiente:

$$V_{R1} = \frac{4V}{\pi}$$

Al ser prácticamente constante la corriente a la salida I , se puede definir el valor medio de la corriente i_R de la siguiente forma:

$$I_R = I = \frac{2I_{R1}}{\pi}$$

Siendo I_{R1} la amplitud del término de i_R a la frecuencia fundamental.

Estas dos últimas expresiones son útiles si se considera el circuito de alterna equivalente como se muestra en la Figura 29.

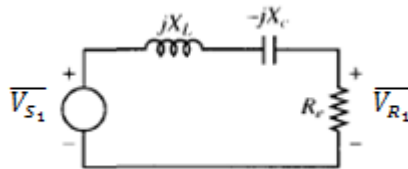


Figura 29.- Circuito de Alterna Equivalente [11].

Para obtener el valor de la resistencia equivalente R_e , se utilizan las expresiones anteriores:

$$R_e = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{\frac{4V}{\pi}}{\frac{\pi I}{2}} = \frac{8}{\pi^2} R$$

Utilizando el análisis de fasores del circuito de alterna, se obtiene la expresión de la función de transferencia que relaciona la tensión de salida V con la de entrada V_g :

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_L - X_C}{R_e}\right)^2}}$$

Donde las reactancias se definen como:

$$X_L = \omega_S L$$

$$X_C = \frac{1}{\omega_S C_S}$$

De estas tres últimas expresiones, se deduce que la tensión de salida depende directamente de la frecuencia de conmutación, permitiendo que se pueda realizar un control sobre ella de forma sencilla.

El factor de calidad Q se puede definir para el convertidor CC-CC resonante serie de la siguiente forma:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Como se puede observar, el factor Q depende de la frecuencia de resonancia y de los parámetros de filtrado. Como ya se vio anteriormente, el factor Q regula la sensibilidad de la frecuencia de conmutación a la hora de modificar el valor de la tensión de salida V en función de la de la entrada V_g , haciendo que haya que modificar menos la frecuencia de conmutación para conseguir el valor deseado de tensión V y así, es posible no alejarse demasiado de la frecuencia de resonancia, perdiendo lo menos posible la capacidad de anular las pérdidas de conmutación.

El convertidor CC-CC resonante serie tiene la posibilidad de utilizar un medio puente de interruptores si en la rama donde deberían estar los otros dos interruptores se colocan dos condensadores del mismo valor consiguiendo dividir la tensión de entrada a la mitad, como ya se mencionó en el apartado de convertidor inversor.

El funcionamiento de dicho convertidor con el medio puente es idéntico al del convertidor con el puente completo, lo único que los cálculos de las expresiones descritas deben tener en cuenta que la tensión de entrada se reduce a la mitad. A continuación se muestra por tanto, la expresión resultante de la función de transferencia entre la salida del puente de interruptores y la salida y entre la entrada del convertidor y la salida; si se denomina esta vez la tensión de entrada de la fuente V_s y la tensión de salida V_o :

$$\frac{V_o}{V_s/2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_L - X_C}{R_e}\right)^2}}; \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_L - X_C}{R_e}\right)^2}}$$

En la Figura 30 se muestra el convertidor CC-CC resonante serie con el medio puente.

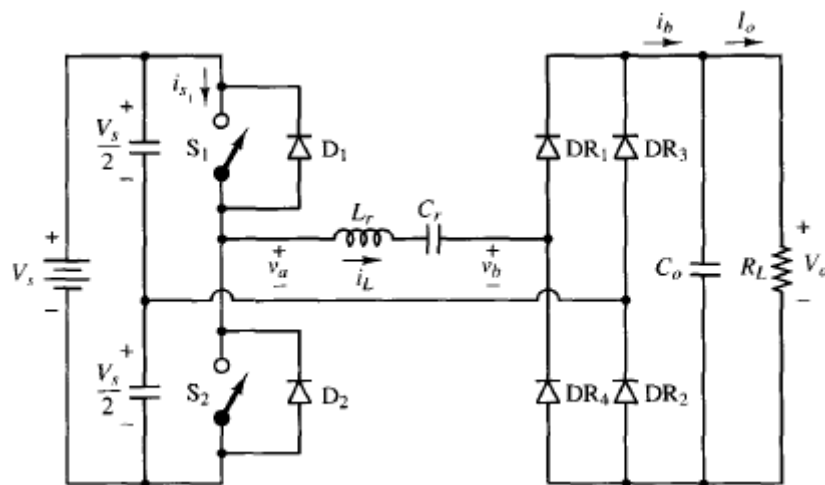


Figura 30.- Convertidor CC-CC Resonante Serie Configuración con Medio Puente [11].

Como ya se ha mencionado, el factor Q debe tener un valor elevado para el correcto funcionamiento del convertidor y para realizar el control de la tensión de salida. A continuación se muestra la respuesta en frecuencia normalizada de la relación de amplitudes de tensión V_o/V_s con el factor Q como parámetro, para el convertidor con el medio puente, en la Figura 31.

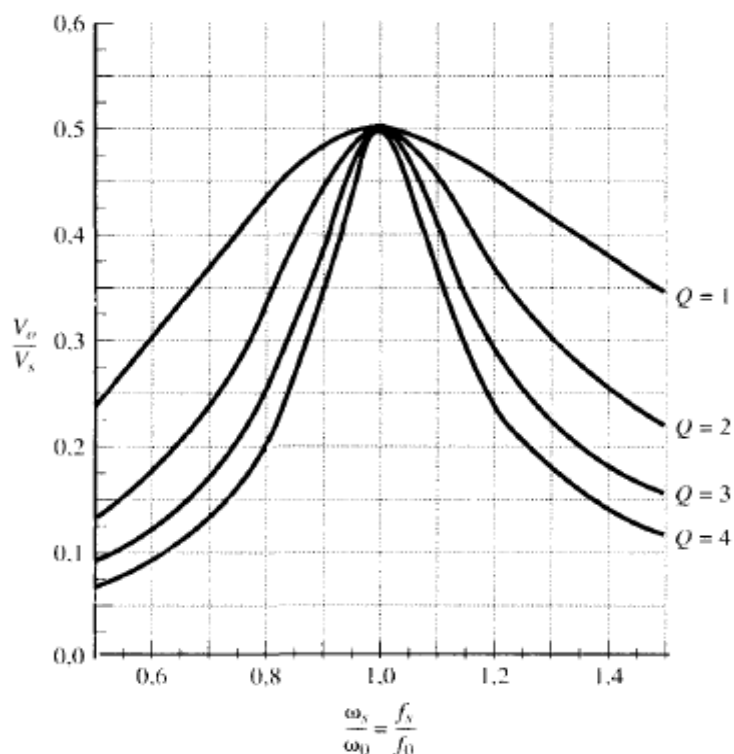


Figura 31.- Relación de Tensiones con Frecuencia Normalizada y Factor Q [11].

En la imagen se muestra lo que se mencionó anteriormente acerca de la sensibilidad de la frecuencia para modificar el valor de la tensión de salida V_o en función del factor Q .

Una vez descritos los cálculos y las expresiones que definen al convertidor CC-CC resonante serie, ya sea con el puente completo o con el medio puente, se analiza ahora, la capacidad que tiene este convertidor de reducir las pérdidas de conmutación (analizando el convertidor con el medio puente):

En la situación en la que la frecuencia de conmutación coincide con la de resonancia, se puede asumir que la tensión de salida del puente v_a y la corriente que fluye por el tanque de impedancias i_L están prácticamente en fase, lo que produce que al encenderse y al apagarse los interruptores, la corriente y la tensión sean cero, eliminando por tanto las pérdidas de conmutación en el encendido y en el apagado; por lo que esta situación es la más favorable al anular ambas pérdidas de conmutación.

En el caso de que la frecuencia de conmutación sea mayor ligeramente que la de resonancia, la corriente queda retrasada respecto a la tensión de salida del puente v_a , provocando que empiece a fluir a través del interruptor cuando la tensión en él es cero, anulando así las pérdidas de conmutación en el encendido. Pero al apagarse el interruptor, la corriente que

fluye por dicho interruptor no es cero, provocando pérdidas de conmutación en el apagado. Cabe destacar que el filtro opera correctamente, como ya se dijo que ocurriría, con esta relación de frecuencias, al desplazar los armónicos a frecuencias más altas, siendo más sencillos de eliminar y manteniendo por lo tanto, una corriente i_L sinusoidal.

A continuación se muestran las formas de onda en el caso de $f_s > f_0$ en la Figura 32.

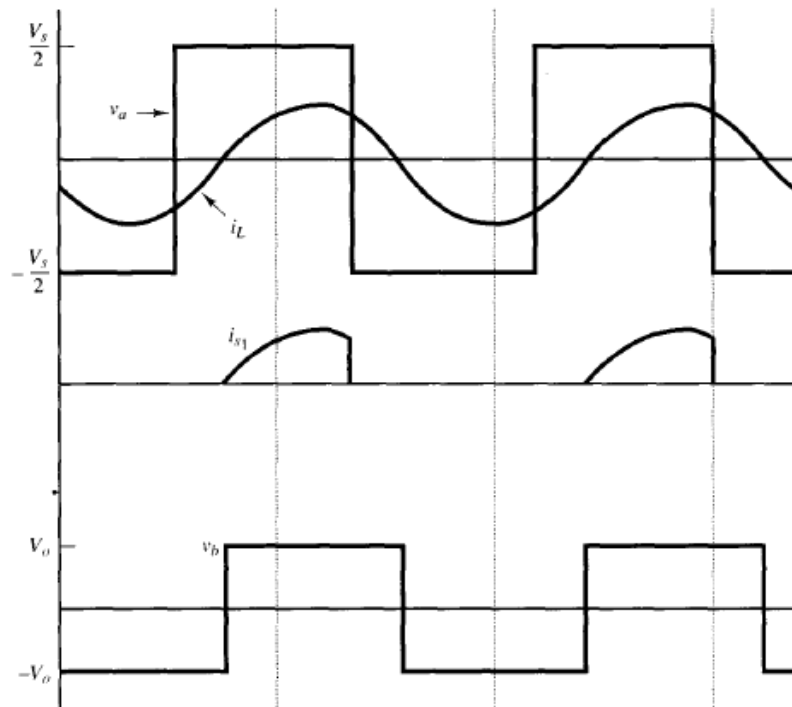


Figura 32.- Formas de Onda v_a , i_{s1} y v_D con $f_s > f_0$ [11].

En el caso de que la frecuencia de conmutación sea menor que la de resonancia de tal forma que $f_0/2 > f_s > f_0$, se provoca el efecto contrario. La corriente que circula por el interruptor queda adelantada respecto de la tensión de salida del puente v_a , esto hace que el interruptor, al entrar en conducción, lo haga con corriente y tensión mayor que cero, produciendo pérdidas de conmutación en el encendido. Las pérdidas de conmutación en el apagado en cambio, se eliminan al abrirse el interruptor, ya que éste se abre con corriente cero.

A continuación se muestran las formas de onda en el caso de que $f_0/2 > f_s > f_0$ en la Figura 33.

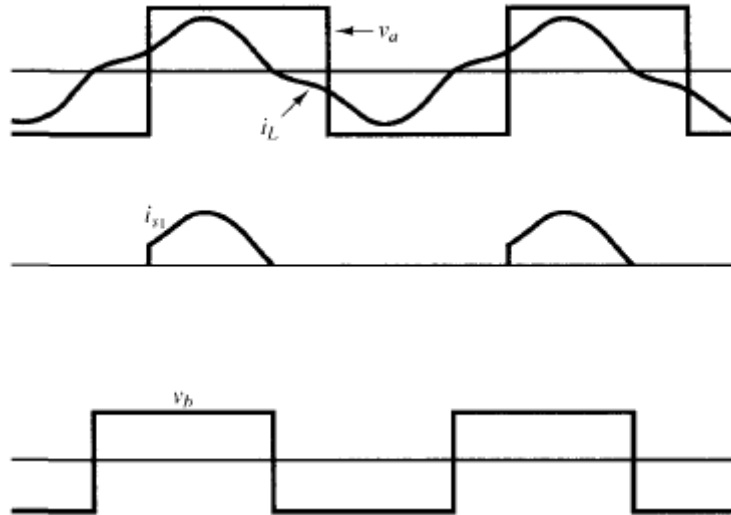


Figura 33.- Formas de Onda v_d , i_{s1} y v_b con $f_0/2 > f_s > f_0$ [11].

Como se puede observar en la imagen anterior, la corriente i_L ya no tiene forma sinusoidal, debido a que, al reducirse la frecuencia de conmutación respecto a la de resonancia, los armónicos se acercan a la frecuencia fundamental, provocando un aumento de la DAT y por tanto, el filtro no actúa correctamente.

A pesar de que en este apartado se han mostrado imágenes para ilustrar el funcionamiento del convertidor, en el apartado de simulaciones se realiza un estudio más exhaustivo sobre los parámetros que definen el circuito y las consecuencias de que sus valores sean distintos a los óptimos.

A continuación, en la Figura 34, se muestra el efecto que tiene el filtro formado por el tanque de impedancias resonante en los armónicos y cómo éstos son eliminados si se está en los casos en los que el filtro opera correctamente, como se acaba de describir:

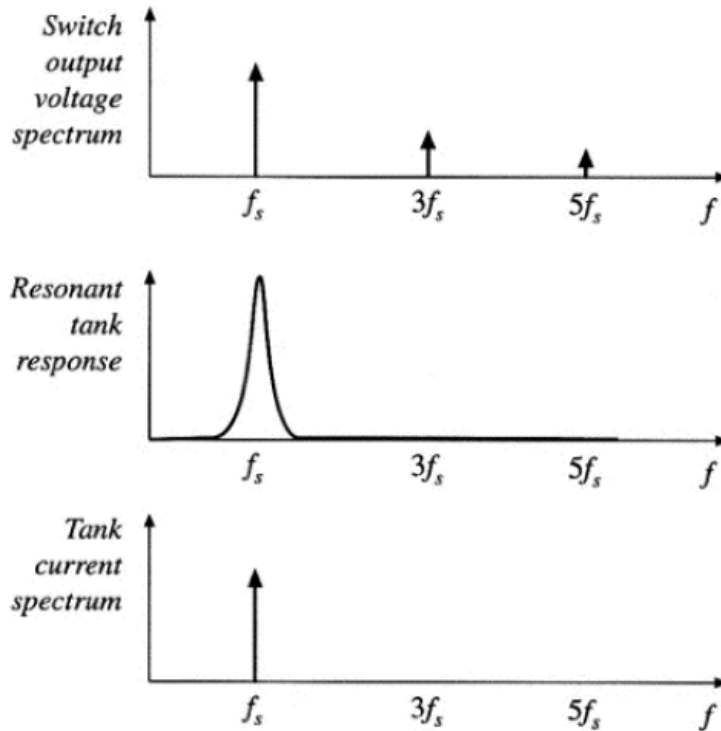


Figura 34.- Respuesta del Tanque de Impedancias Resonante Respecto a los Armónicos [12].

Por último, la Figura 35 muestra una simplificación del convertidor CC-CC resonante serie, si se tienen en cuenta únicamente los términos de la frecuencia fundamental:

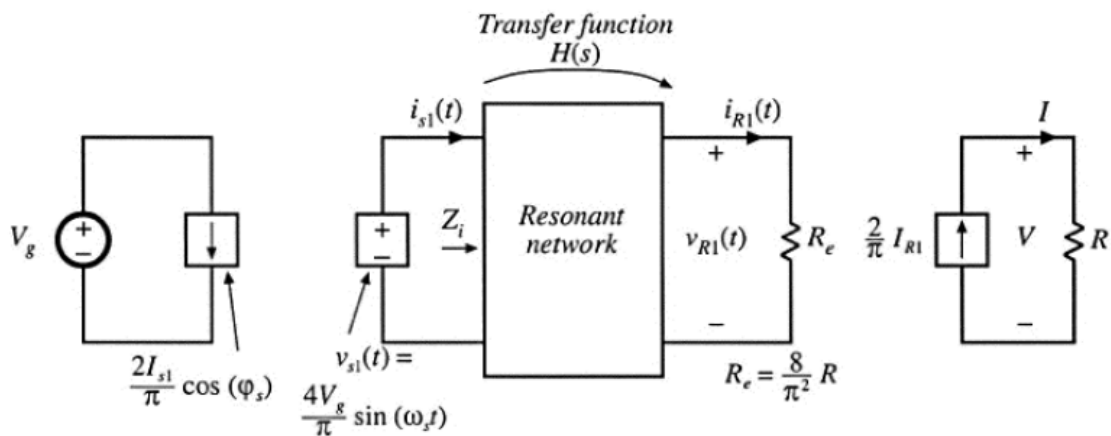


Figura 35.- Simplificación del Convertidor CC-CC Resonante Serie a la Frecuencia Fundamental [12].

3.4.- Conclusiones del Capítulo.

Una vez realizado el estudio de los convertidores, se ha demostrado la superioridad del convertidor resonante CC-CC frente al resto de convertidores CC-CC en cuanto a la utilización de transformadores de gran tamaño y a la reducción de las pérdidas de conmutación.

También han quedado explicadas las características del convertidor resonante CC-CC gracias, en parte, a la inclusión de los convertidores CC-CA y CA-CC y a la explicación del resonante inversor.



4.- Tecnología SiC.

Los componentes utilizados son de carburo de silicio, debido a las mejores propiedades que presenta este semiconductor en la electrónica de potencia, en especial en cuanto a reducir las pérdidas de conmutación, como se explicará más adelante.

4.1.- Historia y Descripción.

La tecnología de SiC está emergiendo en el campo de la electrónica de potencia debido a sus propiedades superiores a las de la tecnología tradicional que es fundamentalmente basada en Si.

En los años noventa se empezó a investigar este material al ver las grandes posibilidades que podría aportar, sin embargo su uso estuvo frenado por la dificultad de elaboración y el elevado precio. Con la evolución de la industria se consiguió que el mercado de los componentes con SiC sea más económico, lo cual ha permitido avanzar en dicha línea de investigación y en la comercialización de estos productos, quitándole terreno a los productos de Si.

La elaboración de grandes lingotes de, SiC como ya se ha comentado anteriormente, es bastante compleja y tiene un alto grado de dificultad, debido a las características térmicas estables del semiconductor, lo cual es bueno debido a su robustez en cuanto a funcionamiento a altas temperaturas pero dificulta enormemente el tratamiento. Esto es debido a que el SiC no se funde, sino que sublima a temperaturas mayores a 2000 K. Por estas razones la formación de lingotes está limitada a 100 mm con procesos de sublimación [13].

El SiC es utilizado ampliamente en la electrónica de potencia, usándose con frecuencia en vehículos eléctricos, fuentes de potencia y para todo lo que necesite convertidores de algún tipo que necesite soportar temperaturas, tensiones o potencias muy elevadas.

4.2.- Principales Características. SiC MOSFET.

En la electrónica de potencia, el componente más utilizado para operaciones que requieren conmutación es el MOSFET, debido a que los IGBT's, cuando son utilizados para obtener un valor de resistencia durante el encendido pequeño, generan una corriente de cola al apagarse que produce grandes pérdidas en el apagado. Esto provoca que sean menos eficientes al no ser recomendables para altas frecuencias, debido al aumento que se ocasiona en cuanto a las pérdidas [14]. Más adelante se analizará mejor este hecho mostrando imágenes que muestran el funcionamiento. La información expuesta en este capítulo ha sido obtenida de [14].

El MOSFET de carburo de silicio consigue tener las tres características más apreciadas en un interruptor de potencia; siendo estas el alto voltaje que puede soportar, baja resistencia cuando el interruptor está conduciendo y sobre todo, la capacidad que tienen de pasar de un estado a otro a una gran velocidad, lo que reduce los tiempos de encendido y apagado consiguiendo, por tanto, que se obtengan menores pérdidas de conmutación.

Es importante destacar que al existir menores pérdidas de conmutación, no será necesario utilizar un disipador demasiado grande que ayude a que el componente no se caliente demasiado, reduciendo enormemente el tamaño del convertidor construido.

También cabe destacar que debido a que este material semiconductor presenta un ancho de banda prohibida elevada, es posible obtener buenos resultados a temperaturas muy elevadas, a diferencia de los componentes de Si. Con componentes de SiC es posible operar a 200°C o incluso a temperaturas más elevadas.

A continuación, en la Figura 36, se muestra el circuito que se utilizó para evaluar las características de las pérdidas que se explicarán más adelante.

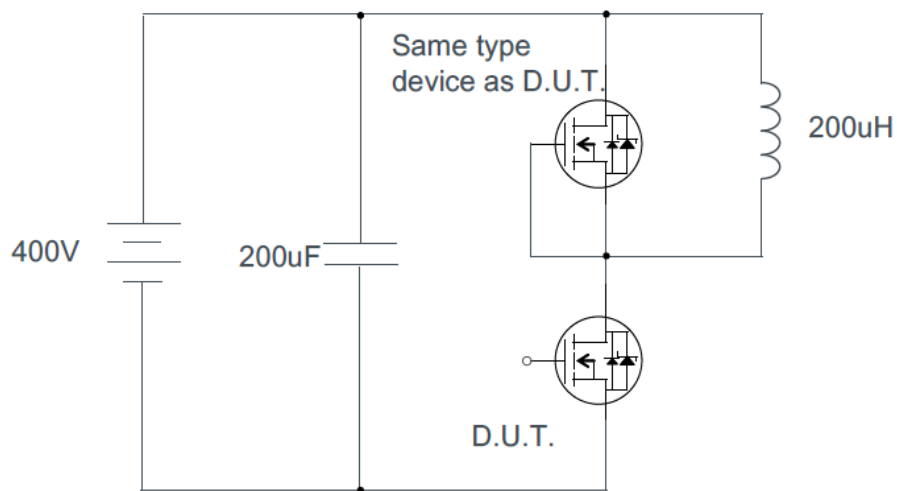


Figura 36.- Circuito Utilizado Para Evaluación de Pérdidas [14].

Para el circuito de la Figura 36, se utilizan dos medio puentes, uno con transistor SiC-MOSFET y diodo SiC-SBD y otro con transistor Si-IGBT y diodo Si-FRD para realizar la comparación.

A pesar de que los Si-IGBT y los Si-FRD tienen un tiempo de encendido bajo muy similar a los SiC-MOSFET y los SiC-SBD, presentan una corriente de recuperación muy grande, provocando grandes pérdidas durante el encendido que empeoran al aumentar la temperatura. Este problema no lo tienen los SiC-MOSFET y los SiC-SBD ya que, además de tener una corriente de recuperación significativamente más baja, ésta es independiente prácticamente de la temperatura.

En la Figura 37 se muestra el funcionamiento de ambos medio puentes, pudiéndose apreciar claramente el pico formado por la corriente de recuperación presente en Si-IGBT y los Si-FRD y como ésta no aparece con SiC-MOSFET y los SiC-SBD.

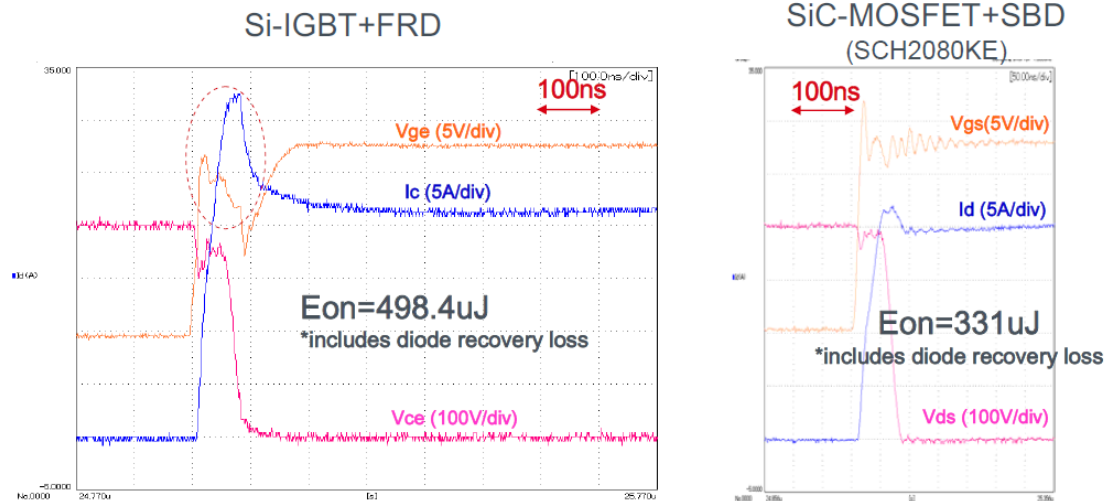


Figura 37.- Funcionamiento Durante el Encendido [14].

En cuanto al apagado de los componentes, como ya se comentó anteriormente, los Si-IGBT con Si-FRD producen una cola de corriente al apagarse, que hace que las pérdidas de conmutación sean muy elevadas. Al utilizar SiC-MOSFET con SiC-SBD estas pérdidas disminuyen hasta un 90% al no presentar esta cola de corriente. Al igual que ocurría con las pérdidas en el encendido, en el caso de Si-IGBT con Si-FRD aumentan las pérdidas en el apagado al elevarse la temperatura, mientras que ésta es independiente de las pérdidas en el apagado en el caso de SiC-MOSFET con SiC-SBD, provocando que con estos componentes se consiga un mejor funcionamiento a altas frecuencias, a diferencia de con Si-IGBT con Si-FRD, que esta frecuencia está limitada a 20 kHz o menos.

A continuación, en la Figura 38, se muestra el funcionamiento de estos componentes durante el apagado, pudiéndose apreciar la cola de corriente anteriormente mencionada que se produce con Si-IGBT y Si-FRD y como ésta no aparece en el caso de los SiC-MOSFET con SiC-SBD.

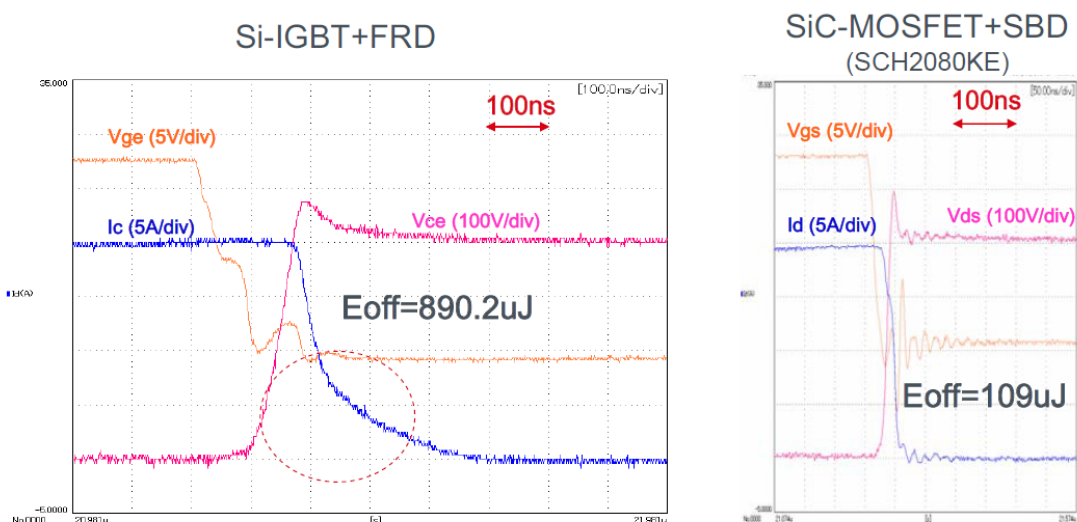


Figura 38.- Funcionamiento Durante el Apagado [14].

Para este trabajo se utilizó MOSFET y diodos con este material, debido a la necesidad de una alta tensión (lo que conlleva elevada potencia), una alta frecuencia y unas pérdidas por conmutación muy reducidas.

4.3.- Conclusiones del Capítulo.

Se han estudiado, para un mismo circuito, las pérdidas de conmutación generadas por componentes de Si y de SiC, demostrando la superioridad de este último material no solo en condiciones normales sino, en especial, en condiciones adversas de temperatura elevada.

5.- Simulaciones

Para realizarse las simulaciones se utilizó el programa PSIM. En el cual se dibuja el circuito y gracias a la opción Simview, es posible observar las formas de ondas de las corrientes y tensiones deseadas.

En este apartado se realizarán simulaciones, en las cuales se explicará el funcionamiento teórico expuesto en el apartado de convertidor CC-CC resonante serie y del inversor resonante serie. Para ello se realizarán dichas simulaciones, a fin de analizar los valores de los parámetros del circuito y como éstos pueden afectar al resultado del convertidor. También se harán los cálculos pertinentes utilizando las expresiones explicadas anteriormente.

Una vez hecho el estudio sobre los valores de los parámetros, se realizará la simulación del prototipo diseñado, en la que se tendrán en cuenta los mayores factores posibles para considerar dicha simulación simbólica del convertidor que se va a realizar (lo más fiable y real posible).

Finalmente se incluye una simulación de un convertidor que proporciona la alta tensión requerida para el equipo de rayos X portátil.

5.1.- Simulaciones Iniciales. Estudio de los Parámetros Principales.

En este apartado se realizan simulaciones en las que se modifican los valores de los parámetros que definen el circuito, como el factor de calidad Q, la frecuencia de conmutación, la inductancia y las capacidades y la carga, para observar el efecto que tienen en las formas de onda y, por tanto, en el funcionamiento del circuito.

El primer parámetro a estudiar es el factor Q. A continuación se analiza el funcionamiento del convertidor en el caso de que este parámetro sea menor y mayor que uno, demostrando su importancia.

Para realizar el estudio sobre el valor del parámetro Q, se utiliza la topología del inversor serie (Figura 39), ya que es mucho más visual que en el caso del convertidor CC-CC serie. Se utiliza un valor de $Q=0,01$, una frecuencia de resonancia de 100 kHz (la frecuencia de conmutación coincidirá con la de resonancia) y una carga de 50 Ω . Con estos valores se obtienen la inductancia y la capacidad del filtro.

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} ; 0,01 = \frac{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot L}{50 \Omega} ; L = 7,9577 \cdot 10^{-7} H$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 RC} ; 0,01 = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 50 \Omega \cdot C} ; C = 3,1831 \cdot 10^{-6} F$$

Se comprueba que la frecuencia de resonancia es la deseada:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{7,9577 \cdot 10^{-7} H \cdot 3,1831 \cdot 10^{-6} F}} \approx 100 \text{ kHz}$$



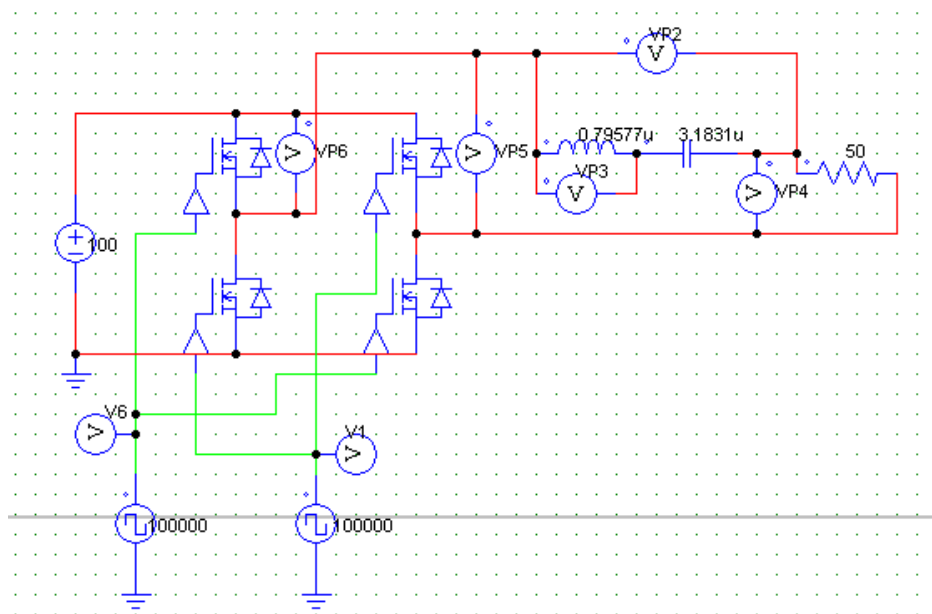


Figura 39.- Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba PSIM $Q < 1$.

Con el circuito anterior (Figura 39), se obtienen las formas de onda de la tensión a la salida del puente junto con la tensión de salida del tanque de impedancias resonante y la forma de onda de la corriente que circula por la bobina (Figura 40).

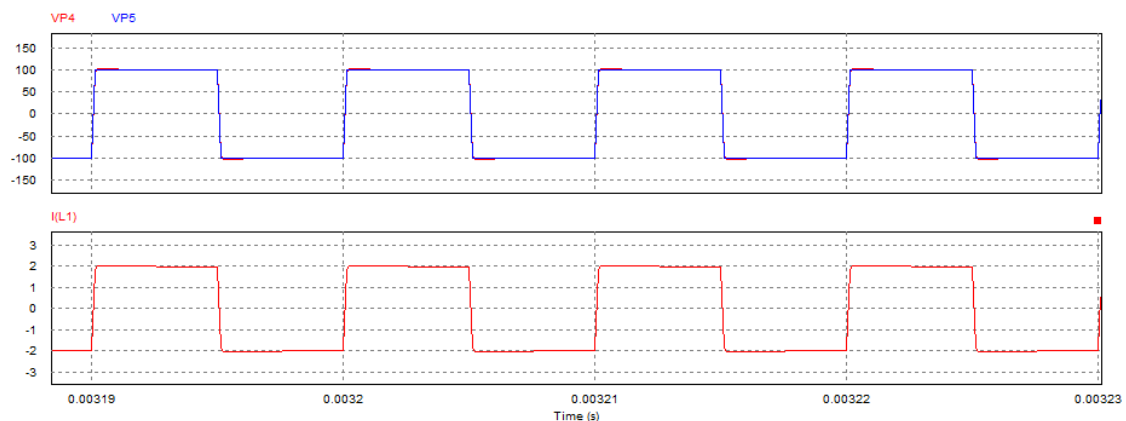


Figura 40.- Formas de Onda Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba PSIM $Q < 1$.

Como se puede apreciar en la Figura 40, la resonancia se produce al hacerse prácticamente cero la tensión que circula por el tanque de impedancias, provocando que la tensión de salida del puente y la de salida del tanque estén en fase y tengan el mismo valor. El problema se encuentra en que la forma de onda de la tensión de salida del tanque y de la corriente que circula por la carga (y por el tanque) no son sinusoidales, como se deseaba, sino cuadradas. Esto es debido a que los armónicos de ambas formas de onda son demasiado elevados, al no funcionar correctamente el filtro por tener un valor de Q menor que uno.

A continuación, se realiza la simulación con un factor de calidad Q correcto, siendo éste por ejemplo 5, con los mismos valores de resistencia de carga y frecuencia de conmutación y de resonancia.

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} ; 5 = \frac{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot L}{50 \Omega} ; L = 3,9789 \cdot 10^{-4} H$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 RC} ; 5 = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 50 \Omega \cdot C} ; C = 6,3662 \cdot 10^{-9} F$$

Se comprueba que la frecuencia de resonancia es la deseada:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3,9789 \cdot 10^{-4} H \cdot 6,3662 \cdot 10^{-9} F}} \approx 100 \text{ kHz}$$

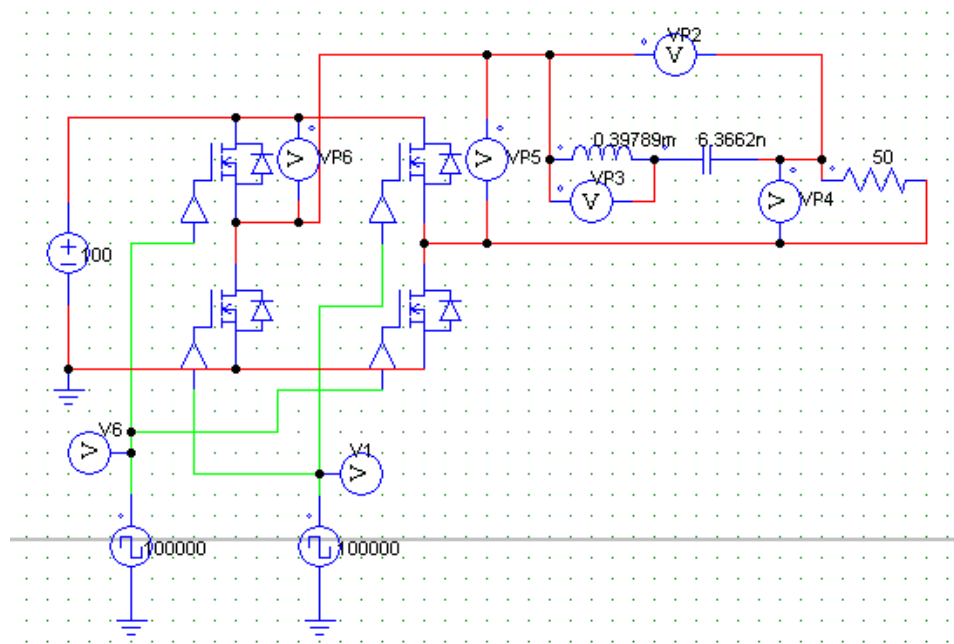


Figura 41.- Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba PSIM Q>1.

Con el circuito de la Figura 41, se obtienen las siguientes formas de onda para la tensión de salida del puente, la tensión de salida del tanque y para la corriente que circula por la carga (Figura 42).

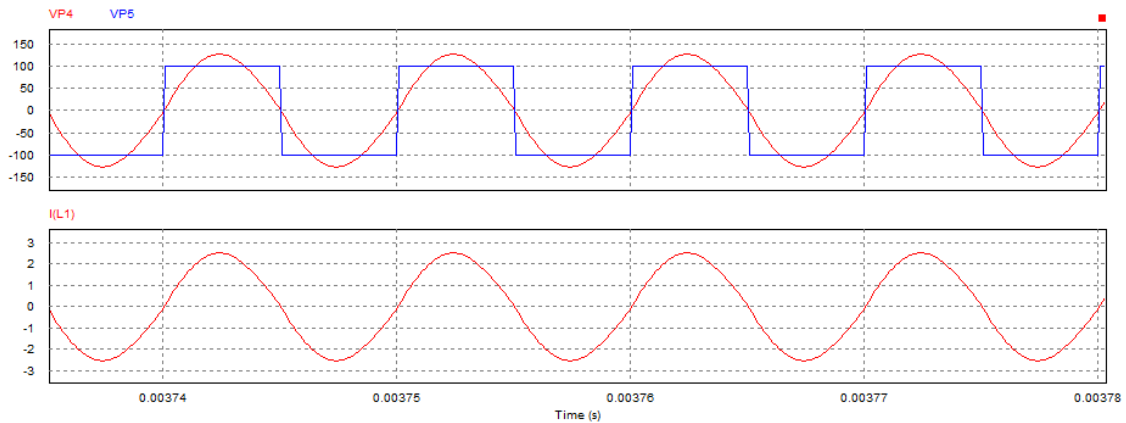


Figura 42.- Formas de Onda Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba PSIM Q>1.

Como se muestra en la Figura 42, los problemas que se tenían con $Q < 1$ ya no existen, al ser sinusoidales la tensión de salida del tanque y la corriente que circula por la carga. Esto es debido a que el filtro funciona correctamente y los armónicos de las formas de onda han sido prácticamente eliminados. Los valores de amplitud de la tensión de salida del tanque y de la corriente se corresponden con los términos fundamentales de estas formas de onda, según la serie de Fourier de una onda cuadrada:

$$V_{P4} = \frac{4 \cdot 100 V}{\pi} = 127,32 V$$

$$I_{(L)} = \frac{4 \cdot 2 A}{\pi} = 2,546 A$$

El efecto del factor Q también se puede estudiar cambiando únicamente el valor de la resistencia de carga. A continuación se realiza una parametrización para el circuito de la Figura 44, en la que el valor de la resistencia varía desde el valor de 50Ω hasta 200Ω con un incremento de 50 en cada caso; obteniéndose los siguientes valores de Q (calculados utilizando la expresión teórica incluida en el apartado de convertidor resonante del trabajo):

$R(\Omega)$	Q	
50	2	1
100	1	2
150	0,67	3
200	0,5	4

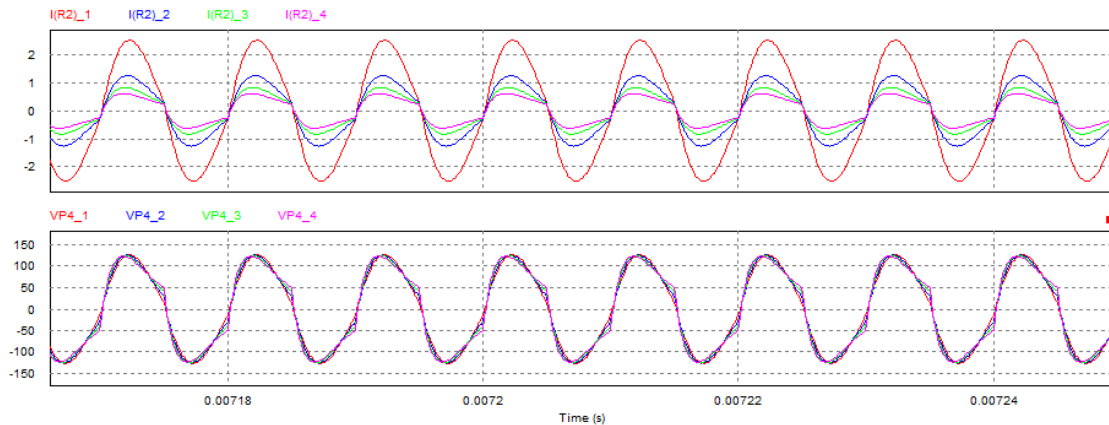


Figura 43.- Formas de Onda Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba Parametrización R.

En la Figura 43 se puede apreciar claramente como, en el primer caso, las formas de onda son claramente sinusoidales, efecto que se mantiene también en el segundo caso; pero en el resto se pierde esa propiedad, debido al aumento del efecto de los armónicos, al ser Q menor que uno, provocando que las formas de onda sean más cuadradas.

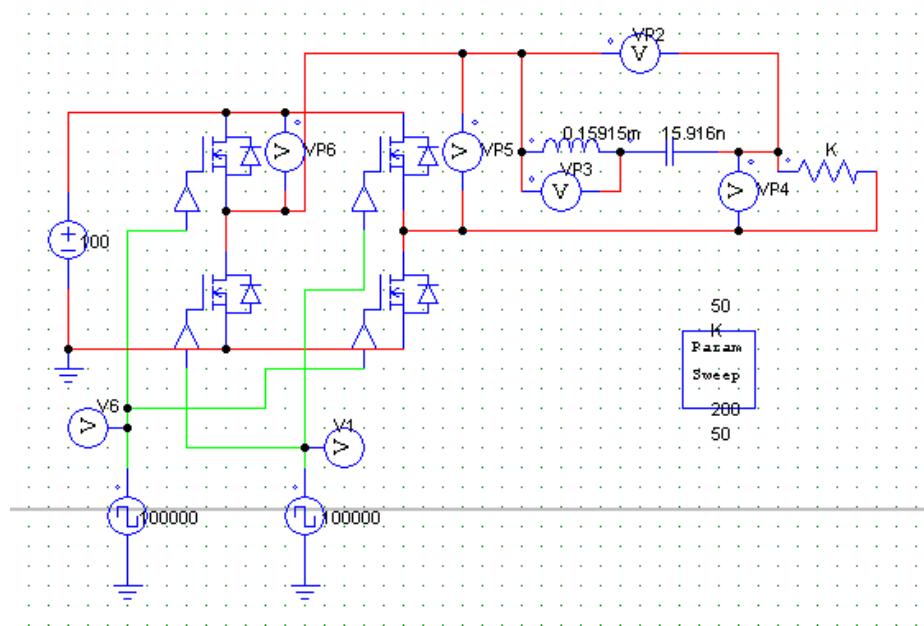


Figura 44.- Convertidor Inversor Resonante Serie, Prueba Parametrización R.

El efecto del valor del factor Q es mucho más fácil apreciarlo con el convertidor inversor resonante serie que con el CC-CC resonante serie; debido a que éste, al querer reducir el rizado en la carga, tiene un condensador en paralelo con la salida que produce que la tensión a la salida del tanque vuelva a ser cuadrada en cualquier caso. Por lo que el efecto de la Q no afecta a la forma de onda de esta tensión; lo cual no quiere decir que no sea necesario que la Q tenga que ser mayor que uno, ya que el filtro no operaría correctamente en caso contrario.

A continuación se analiza el efecto del condensador, anteriormente mencionado, en el rizado de las formas de onda de la carga resistiva. Para ello, se realizará una parametrización del valor

de la capacidad, variando de $0,1 \mu\text{F}$ hasta $1 \mu\text{F}$ con un incremento de $0,2 \mu\text{F}$. Para la realización de esta simulación, se utiliza el circuito de la Figura 46.

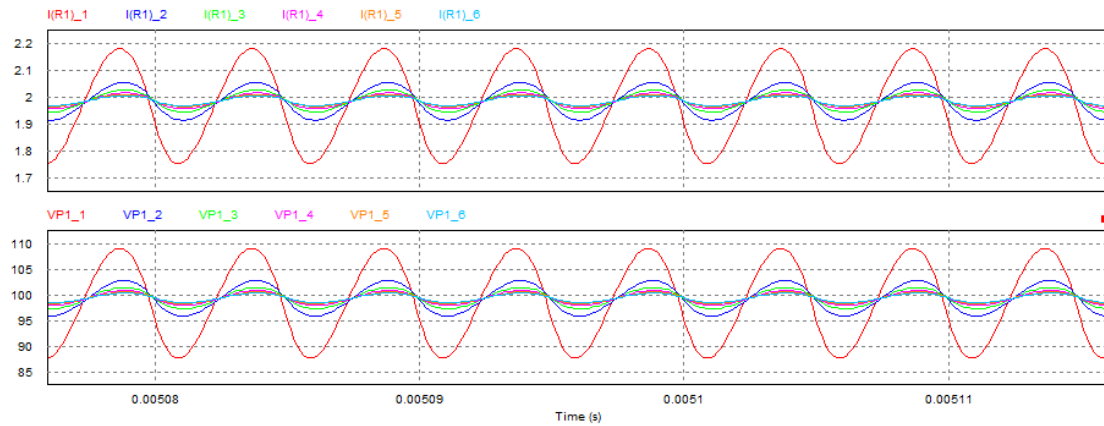


Figura 45.- Formas de Onda Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba Parametrización C de Salida.

Como se puede apreciar en la Figura 45, si el condensador es bastante pequeño, como en el primer caso ($0,1 \mu\text{F}$), el rizado es demasiado elevado, llegando a variar entre 10 V en la tensión y 0,2 A en la corriente. Sin embargo, al incrementarse el valor en muy poca diferencia, se consigue un rizado significativamente menor, por lo que no es necesario un condensador demasiado grande para conseguir buenos resultados, pero sí que se encuentre este condensador a la salida.

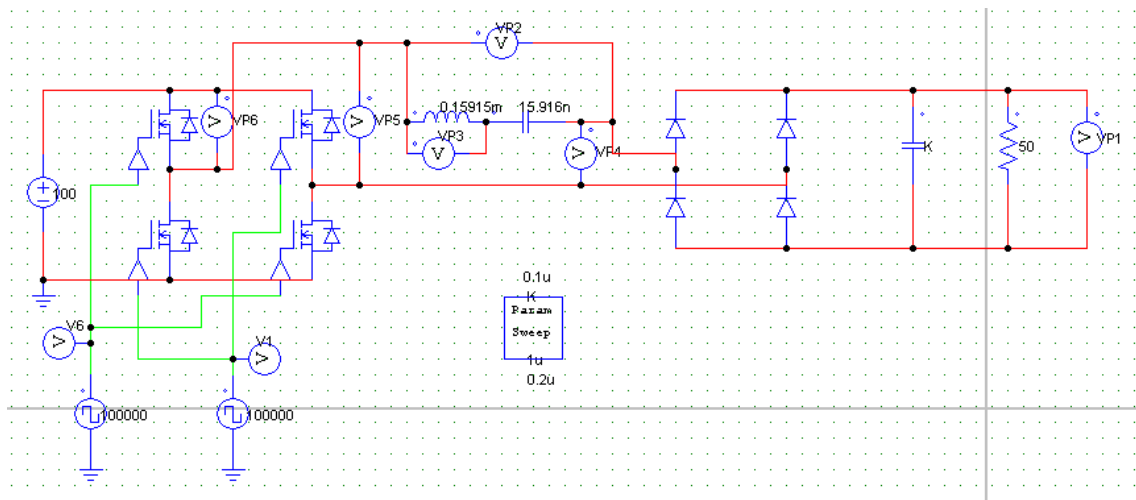


Figura 46.- Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba Parametrización C Salida.

Para terminar el estudio del funcionamiento mediante simulaciones, se observan las diferencias que existen al alejarse de la frecuencia de resonancia y como esto afecta al resto del circuito. Para ello se utiliza el convertidor de la Figura 46 con un condensador de salida de valor de $10 \mu\text{F}$ de capacidad y unos valores de frecuencia de conmutación distintos.

El valor del factor de calidad Q es dos para este caso, al igual que ocurría con el inversor resonante de la Figura 44 en el caso de la resistencia de 50Ω , como se demuestra según la siguiente expresión:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 1,5915 \cdot 10^{-4} \text{ H}}{50 \Omega} = 2$$

Si la frecuencia de conmutación se eleva por encima de la de resonancia ($f_s=120 \text{ kHz}$), se obtienen las formas de onda representadas en Figura 47, Figura 48 y Figura 49.

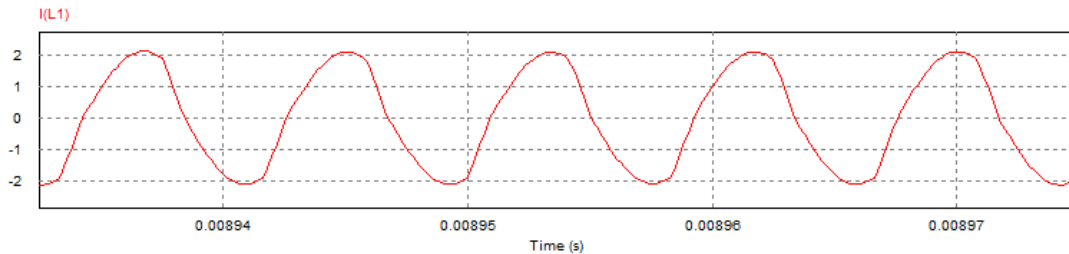


Figura 47.- Forma de Onda de la Corriente del Tanque Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s > f_0$.

Como se puede apreciar, la forma de onda sigue siendo suficientemente sinusoidal, debido a que el filtro actúa correctamente, al haberse alejado los armónicos de la frecuencia fundamental y, por tanto, siendo fáciles de eliminar.

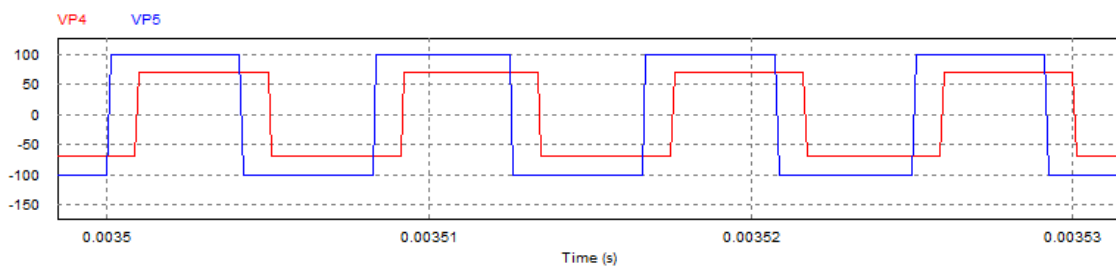


Figura 48.- Formas de Onda de la Tensiones de Salida del Tanque y de Salida del Puesto Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s > f_0$.

En esta imagen se puede apreciar que, al haberse alejado la frecuencia de conmutación de la de resonancia, existe un desfase entre las tensiones de salida del puente y de salida del tanque, habiéndose adelantado la tensión de salida del puente a la de salida del tanque. Esto es debido a que el tanque de impedancias adquiere características inductivas, lo que también provoca que las impedancias del tanque no se cancelen y por tanto, que la tensión de salida del tanque haya disminuido su valor, al no ser cero la tensión de dichas impedancias.

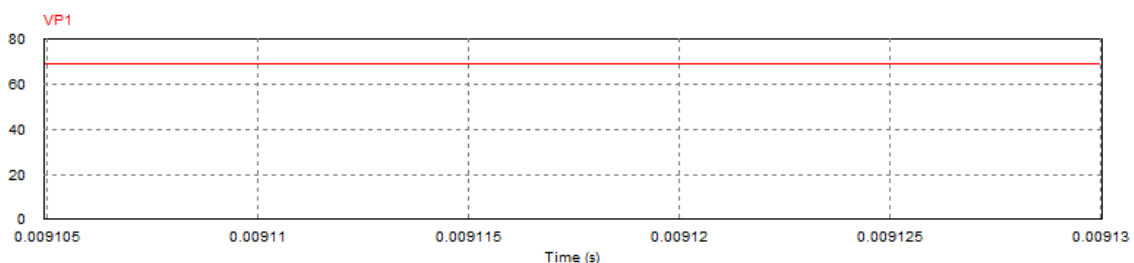


Figura 49.- Forma de Onda de la Tensión de Salida Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s > f_0$.

En la Figura 49, se observa la forma de onda de la tensión de salida del convertidor. Siendo ésta de un valor menor que la tensión de salida del puente. Esto es debido a que la tensión de salida depende directamente de la frecuencia de conmutación. Por tanto, teniendo en cuenta

la Figura 31 que, aunque sea para un CC-CC resonante con medio puente, también puede utilizarse para el convertidor con puente completo, si se considera el doble de tensión de salida del puente, se puede obtener el valor de esta tensión de la siguiente forma:

Teniendo en cuenta que el valor de Q es dos y que la relación de frecuencias es:

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{120 \text{ kHz}}{100 \text{ kHz}} = 1,2$$

Con el valor de la relación de frecuencias y del factor Q, se obtiene que la función de transferencia que relaciona la amplitud de la tensión de salida del convertidor con la de salida del puente es aproximadamente 0,35; siendo por tanto la amplitud de la tensión de salida del convertidor:

$$\frac{V_{P1}}{2V_{P5}} = 0,35 ; V_{P1} = 70 \text{ V}$$

Coincidiendo prácticamente con el valor obtenido de la simulación.

Por último, hay que observar cómo este cambio en la frecuencia de conmutación afecta a las pérdidas de conmutación. Para ello se obtienen las formas de onda de la corriente y de la tensión del MOSFET 1.

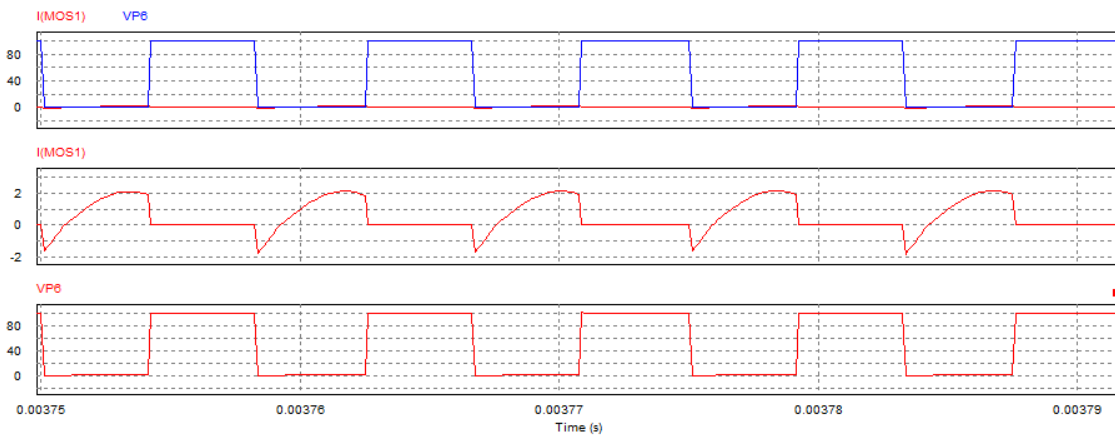


Figura 50.- Formas de Onda de la Corriente y la Tensión MOSFET 1 Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s < f_0$.

Como se puede apreciar en la Figura 50, las pérdidas de conmutación en el encendido son nulas al producirse dicha conmutación a tensión cero. Las pérdidas en el apagado en cambio, son elevadas al producirse la conmutación cuando la tensión y la corriente son distintas de cero.

Si la frecuencia de conmutación está por debajo de la de resonancia ($f_s = 80 \text{ kHz}$), se obtienen las formas de onda de la Figura 51 y de la Figura 52.

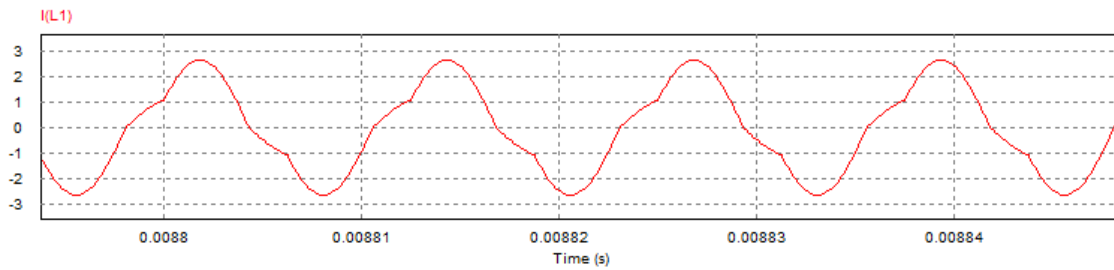


Figura 51.- Forma de Onda de la Corriente del Tanque Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s < f_0$.

La forma de la corriente del tanque ha perdido su forma sinusoidal, debido a que los armónicos están más próximos a la frecuencia fundamental y por tanto, el filtro no opera correctamente.

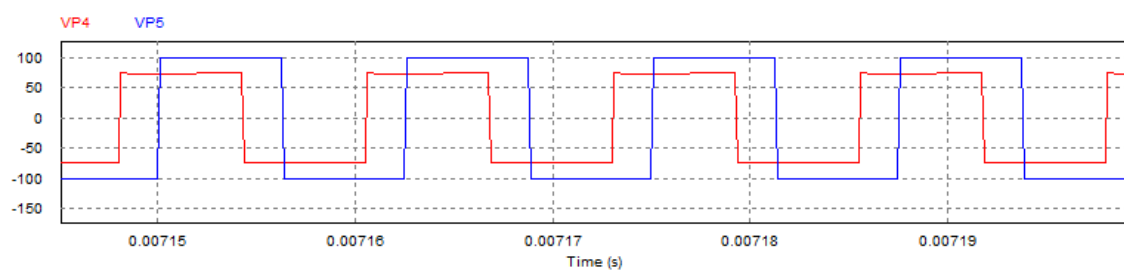


Figura 52.- Formas de Onda de la Tensiones de Salida del Tanque y de Salida del Punte Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s < f_0$.

Como se puede apreciar en la Figura 52, la tensión de salida del tanque queda adelantada respecto a la tensión de salida del puente. Esto es debido a que, al bajar la frecuencia a valores menores que la de resonancia, el tanque de impedancias adquiere características capacitivas, lo que a la vez provoca que, al no ser cero la tensión de dichas impedancias, disminuya el valor de la tensión de salida del tanque respecto a la de salida del puente.

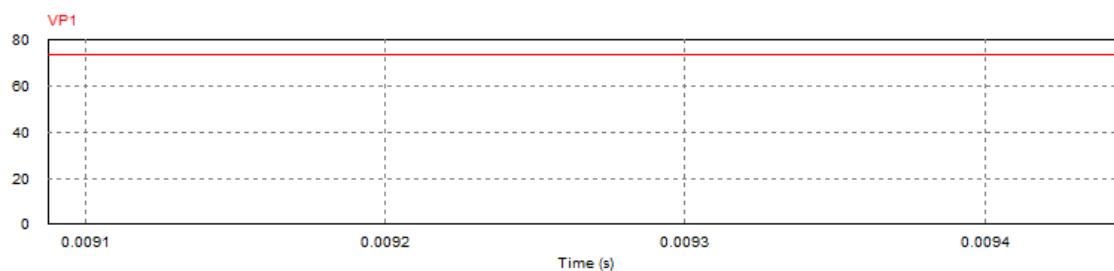


Figura 53.- Forma de Onda de la Tensión de Salida Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s < f_0$.

En la Figura 53 se observa que la tensión de salida del convertidor tiene un valor menor que la tensión de salida del puente. Al igual que ocurría en el caso de $f_s < f_0$, esto es debido a la relación que tiene la tensión de salida con la frecuencia de conmutación. Teniendo en cuenta la Figura 31 como en el caso anterior, se comprueba que el resultado es correcto:

Siendo el factor $Q = 2$, y la relación de frecuencias:

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{80 \text{ kHz}}{100 \text{ kHz}} = 0,8$$

Se obtiene una función de transferencia de la amplitud de la tensión de salida del convertidor en función de la de salida del puente de 0,35. Por lo que la amplitud de la tensión de salida será:

$$\frac{V_{P1}}{2V_{P5}} = 0,35 ; V_{P1} = 70 \text{ V}$$

En este caso, el resultado difiere del obtenido en la simulación, pero es razonablemente similar teniendo en cuenta que la técnica utilizada mediante la gráfica de la Figura 31 es aproximada.

Para finalizar el estudio con esta relación de frecuencias, se evalúan las pérdidas producidas durante la conmutación en este caso.

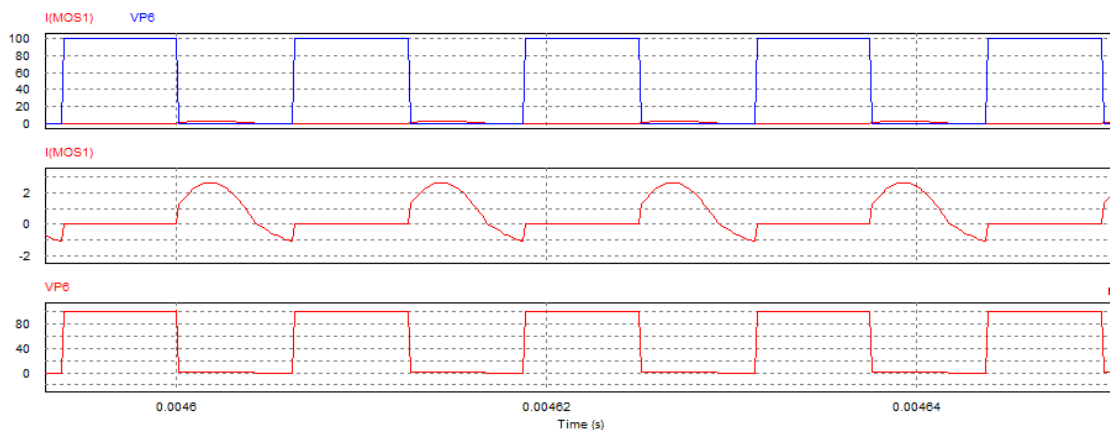


Figura 54.- Formas de Onda de la Corriente y Tensión MOSFET 1 Convertidor CC-CC Resonante Serie, Prueba $f_s < f_0$.

Como se puede apreciar en la Figura 54, el encendido se produce a tensión y corriente distintas de cero, lo que provoca pérdidas de conmutación. En cambio, el apagado se produce a corriente cero, por lo que no se producen pérdidas en este caso (en la imagen se muestra que la corriente es negativa y no cero, porque circula corriente por el diodo parásito, donde sí se producen pérdidas de recuperación, pero estas son menos importantes que las del MOSFET).

5.2.- Simulaciones Finales (Prototipo y de Alta Tensión).

Una vez realizado el estudio acerca del funcionamiento del convertidor en función de sus parámetros más importantes, se procede a evaluar los valores de estos parámetros para el prototipo real y finalmente, se simulará un convertidor con la relación de tensión conveniente para operar en el equipo de rayos X.

Para la realización del prototipo se fabricaron en laboratorio una bobina de inductancia 100 μH y un transformador de relación de transformación 1:1. El proceso de la fabricación se explica en el apartado de construcción del convertidor. Debido a la no idealidad de estos

componentes, la bobina finalmente es de 102,457 μH y el transformador presenta inductancias parásitas tal como se muestra en la Figura 55:

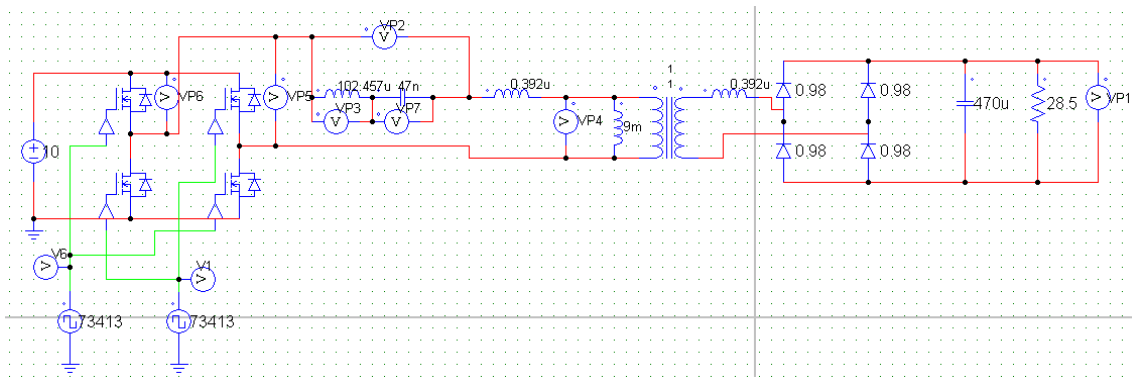


Figura 55.- Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Puente Completo.

Las inductancias parásitas del transformador no suponen gran problema, ya que la magnetizante de valor 9 μH es suficientemente grande, por lo que es posible considerarla un circuito abierto, y la inductancia de dispersión de valor 0,392 μH , al estar en serie con la inductancia de la bobina, se considera despreciable en comparación. En el caso de que la inductancia de dispersión hubiese tenido un valor significativamente alto, se utilizaría incluyéndola en el tanque resonante y quitando la inductancia de la bobina, al no ser necesaria.

La frecuencia de conmutación está limitada a 73,413 kHz, debido a que el microcontrolador utilizado, desgraciadamente, no permite frecuencias mayores sin operar incorrectamente, lo que fija la frecuencia de resonancia en este valor.

Con estos valores de inductancia y frecuencia de resonancia se obtiene la capacidad que ha de tener el condensador:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} ; 73,413 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{102,849 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot C}} ;$$

$$C = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 73,413 \text{ kHz} \sqrt{102,849 \cdot 10^{-6} \text{ H}}} \right)^2 = 45,7 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

El condensador utilizado finalmente es lo más similar posible al resultado obtenido anterior, 47 nF (la diferencia entre este valor y el teórico es tan baja que se asume que no varía el valor de la frecuencia de resonancia).

La carga se asume que es de 28,5 Ω , por ser la utilizada en el laboratorio. Esta carga proporciona un factor de calidad de:

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R} ; Q = \frac{2\pi \cdot 73,413 \text{ kHz} \cdot 102,849 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{28,5 \Omega} = 1,66$$

Al ser mayor que uno, es lo suficientemente grande para considerar que los armónicos serán filtrados con éxito.

Teniendo en cuenta los parámetros anteriores se realiza la simulación y se obtienen las formas de onda de la Figura 56.

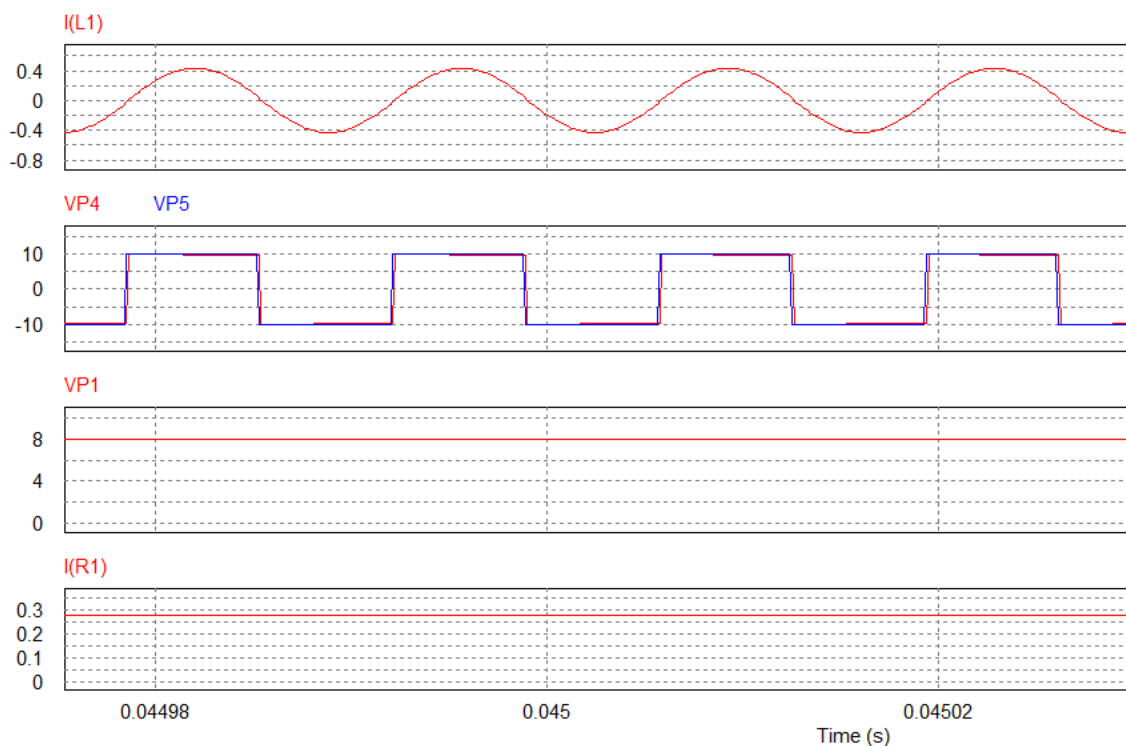


Figura 56.- Formas de Onda Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Puente Completo.

Como se puede observar en las formas de onda anteriores, la corriente que circula por el tanque de impedancias resonante es perfectamente sinusoidal. Esto es debido al elevado factor de calidad y a que coincide la frecuencia de conmutación con la de resonancia, eliminando el efecto de las impedancias. Al haberse eliminado este efecto, la tensión de salida del puente coincide prácticamente con la del tanque como se muestra en la Figura. Al transmitirse íntegramente la tensión de salida del puente al rectificador, se consigue una tensión de salida del convertidor cercano al valor de la entrada del mismo, al ser la topología del puente completo y debido a que el transformador tiene relación de transformación 1:1, por lo que se asume que funciona correctamente. Desgraciadamente los diodos tienen una caída de tensión en ellos que resta al valor de tensión final aproximadamente unos dos voltios (cada diodo tiene una caída de tensión de 0,98 V), lo que provoca que en este caso la tensión de salida sea finalmente de 8 V aproximadamente. El rizado de esta tensión de salida es pequeño, gracias al valor de la capacidad del condensador en paralelo con la salida, al ser éste suficientemente elevado. El rizado de la corriente que circula por la carga es muy pequeño, por lo que se puede considerar la corriente constante y de valor aproximadamente 0,28 A, como cabía esperarse por la ley de Ohm.

A continuación se examinan las pérdidas de conmutación que podrían obtenerse con este convertidor:

Siendo la frecuencia de conmutación igual a la de resonancia, no existen pérdidas, debido a que la conmutación en el encendido y en el apagado se produce a tensión y corriente cero, como se muestra en la Figura 57, donde aparecen las formas de onda de la tensión y la corriente del MOSFET 1 del convertidor.

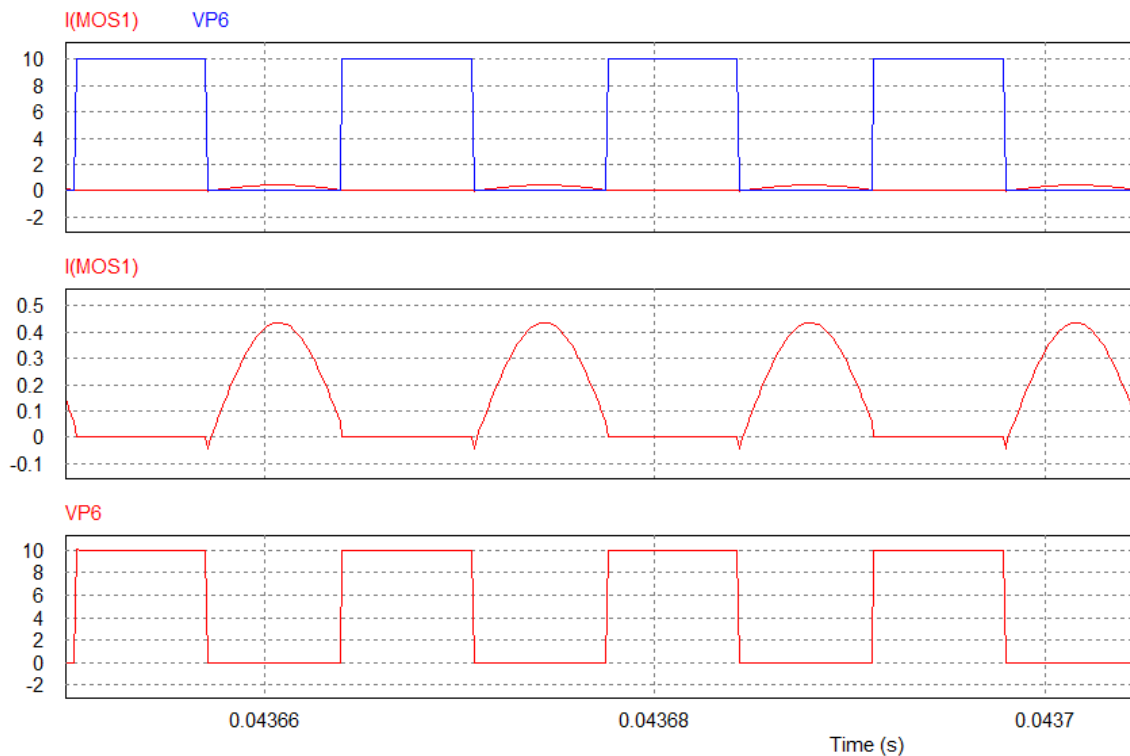


Figura 57.- Formas de Onda MOSFET 1 Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Puente Completo.

Esta falta de pérdidas no se mantiene en el caso de que haya que modificar la frecuencia de conmutación, como se vio anteriormente. La frecuencia de conmutación es necesario que se modifique si se pretende tener la misma tensión de salida aunque la de entrada varíe, por ejemplo, si la de entrada aumenta hasta el valor de 20 V, debido a que la fuente no sea la red convencional, se puede obtener 10 V a la salida si la frecuencia de conmutación se aumenta hasta 100 kHz (este cambio habrá que realizarlo con cuidado, debido a que el microcontrolador no soporta frecuencias demasiado altas).

En el caso anterior, al alejarse la frecuencia de conmutación de la de resonancia, se obtendrán mayores pérdidas como se veía en el funcionamiento a frecuencias distintas de la de resonancia.

A continuación, en la Figura 58, se muestra la tensión y la corriente del MOSFET 1 en este caso:

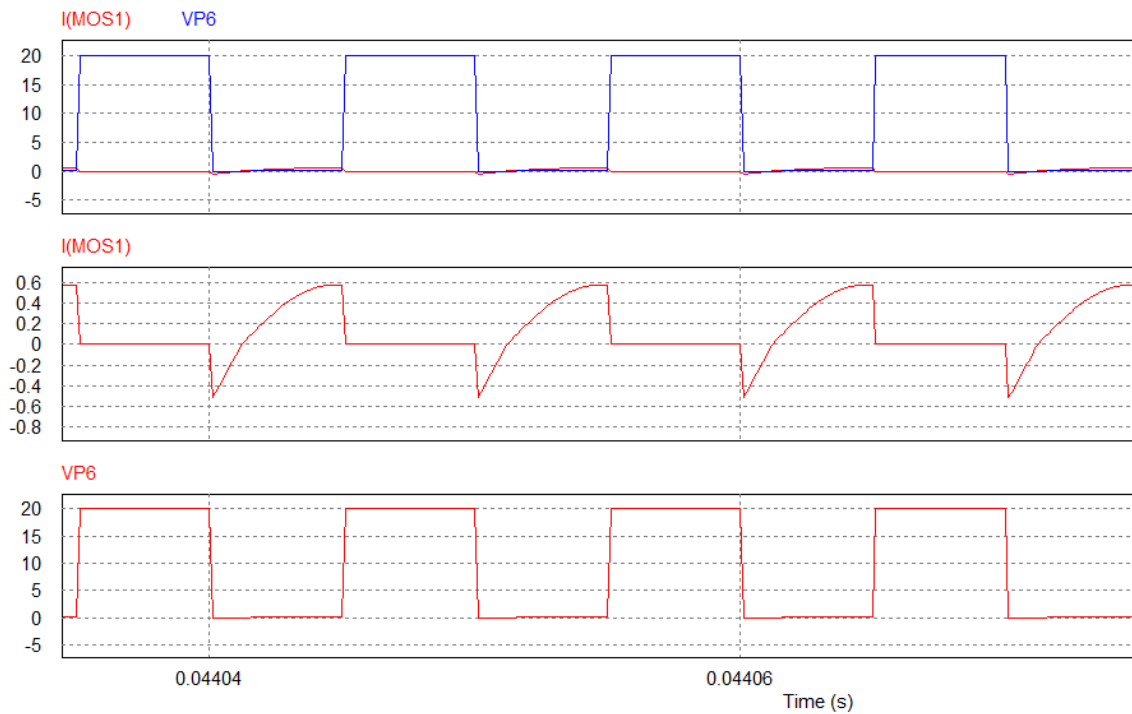


Figura 58.- Formas de Onda MOSFET 1 Convertidor CC-CC Resonante Serie $f_s > f_0$, Simulación Prototipo Real.

Las pérdidas de conmutación en el encendido son cero, al empezar a conducir corriente a tensión cero, sin embargo las pérdidas en el apagado son elevadas al abrirse el interruptor cuando la corriente es significativamente grande. Esto provoca que el funcionamiento sea menos eficiente en este caso pero aun así, el convertidor podría operar correctamente, lo que le da cierta flexibilidad.

A continuación, se incluye la simulación de la topología con medio puente (Figura 59), que será la utilizada finalmente para probar el prototipo en el laboratorio. Los resultados del experimento se encuentran expuestos en el apartado de datos obtenidos, donde se comparan con las siguientes simulaciones.

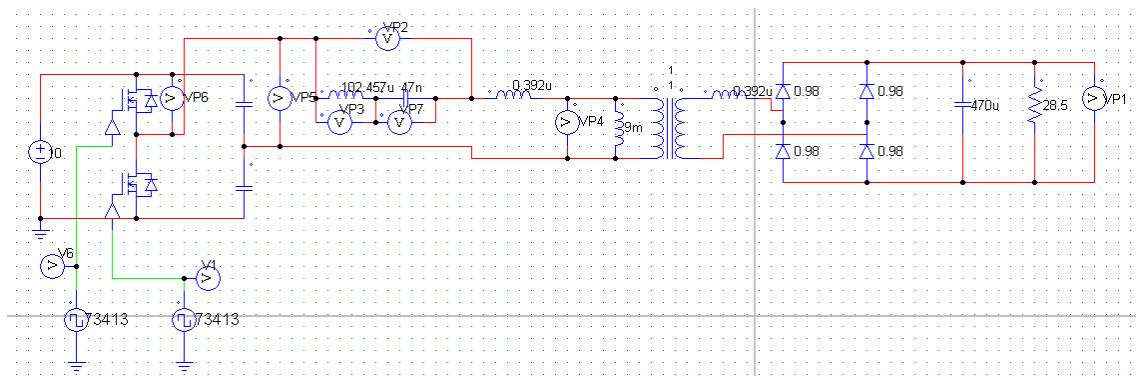


Figura 59.- Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Medio Puente.

El circuito anterior tiene las siguientes formas de onda de la Figura 60:

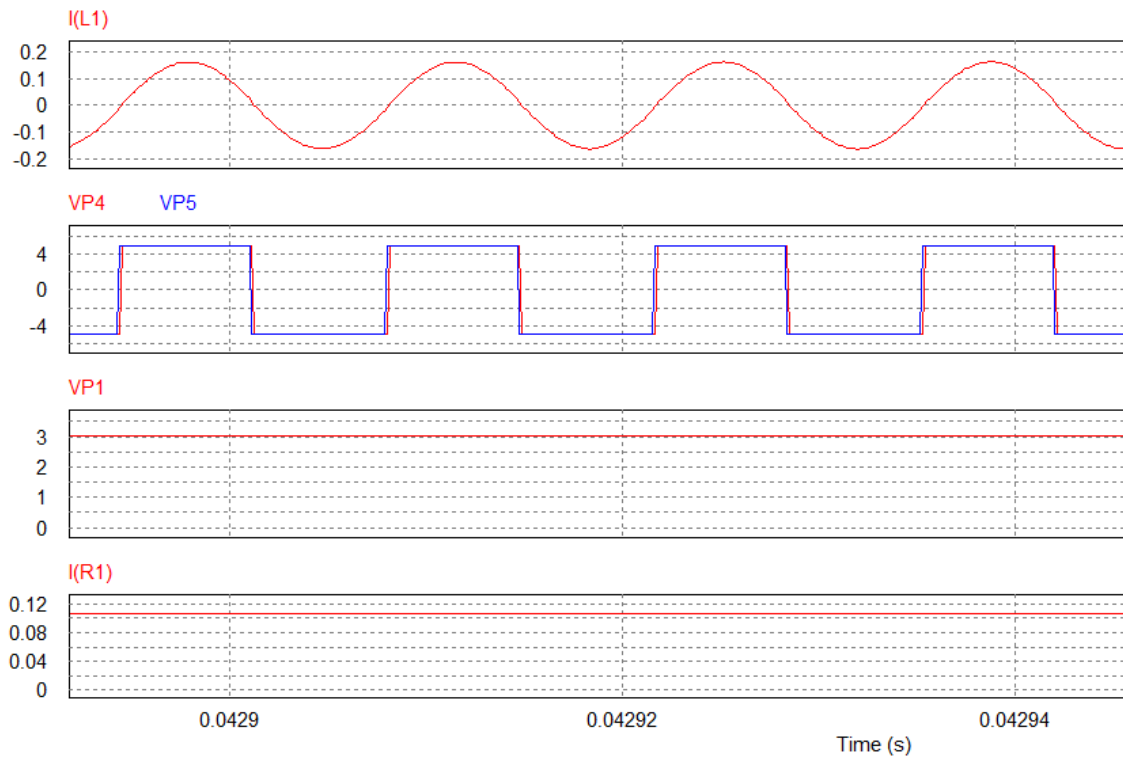


Figura 60.- Formas de Onda Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Medio Puesto.

Como se puede observar en la imagen anterior, la configuración en medio puente produce exactamente las mismas formas de onda que con el puente completo; la única diferencia se encuentra en que la tensión de salida del puente queda dividida entre dos, lo que produce que a la salida del convertidor, la tensión sea de 3 V (5 V si los diodos fuesen ideales).

A continuación se muestran las formas de onda si la frecuencia de conmutación fuese de 50kHz (Figura 61), para observar el mal funcionamiento del convertidor a frecuencias significativamente más bajas que la de resonancia y para así poder comparar con los resultados experimentales realizados.

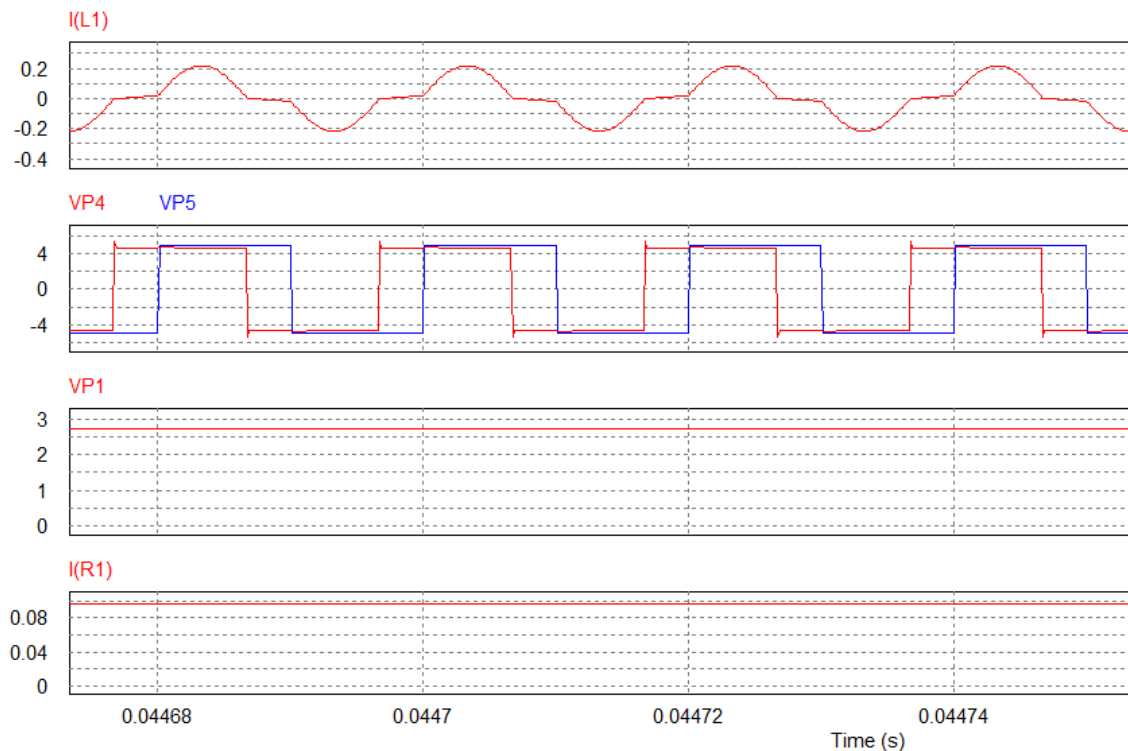


Figura 61.- Formas de Onda Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Prototipo Real Medio Puesto 50kHz.

Como se puede observar, la corriente que circula por el tanque ha dejado de ser sinusoidal, debido a que las impedancias no han sido anuladas, provocando el desfase existente entre la tensión de salida del puente y la de salida del tanque.

Por último, se realiza la simulación del convertidor que se utilizaría finalmente para el equipo de rayos X portátil. Para esta simulación se utiliza el circuito de la Figura 62:

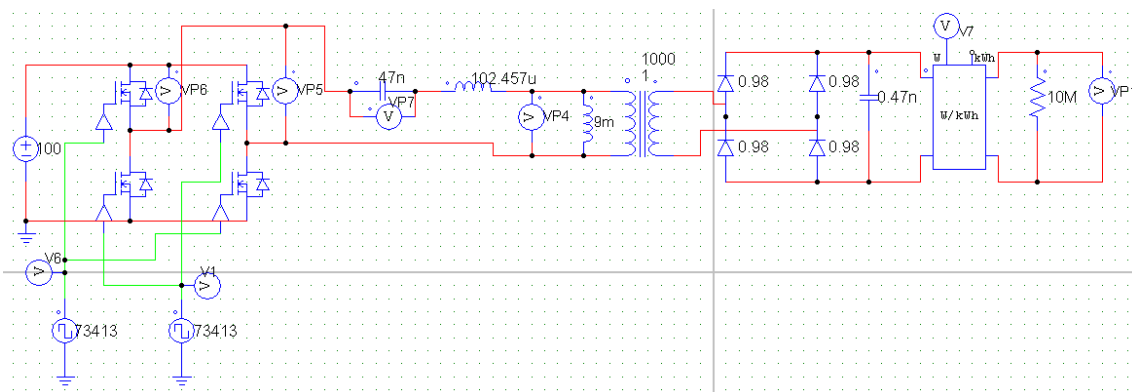


Figura 62.- Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Transformador 1:1000.

El circuito anterior utiliza puente completo para así, no tener que aumentar aún más la tensión, como sucedería en el caso del medio puente, al hacerse la mitad en éste, la tensión de entrada. Se ha supuesto que las inductancias parásitas del transformador son de 102,457 μ H en el caso de la de dispersión, y de 9 mH en el caso de la magnetizante. Estos valores no son reales, debido a que el transformador no se ha construido y, por lo tanto, no se han obtenido

dichas medidas de inductancias; son valores incluidos para asemejarse a los ejemplos anteriores.

La inductancia de dispersión es suficientemente elevada, por lo que no es necesario incluir una bobina al tanque resonante y, por tanto, se utiliza únicamente ésta. La inductancia magnetizante es suficientemente elevada como para considerarla un circuito abierto, por lo que el tanque resonante está únicamente formado por la inductancia de dispersión y el condensador. El valor del condensador es el mismo que en los ejemplos anteriores ya que se asumiría el uso del mismo componente y de la misma frecuencia de resonancia, al utilizarse el mismo microcontrolador cuya frecuencia es limitada (al ser la inductancia utilizada la misma que en los anteriores ejemplos y el condensador también, se obtiene la misma frecuencia de resonancia).

Con el circuito anterior se obtienen las siguientes formas de onda de la Figura 63:

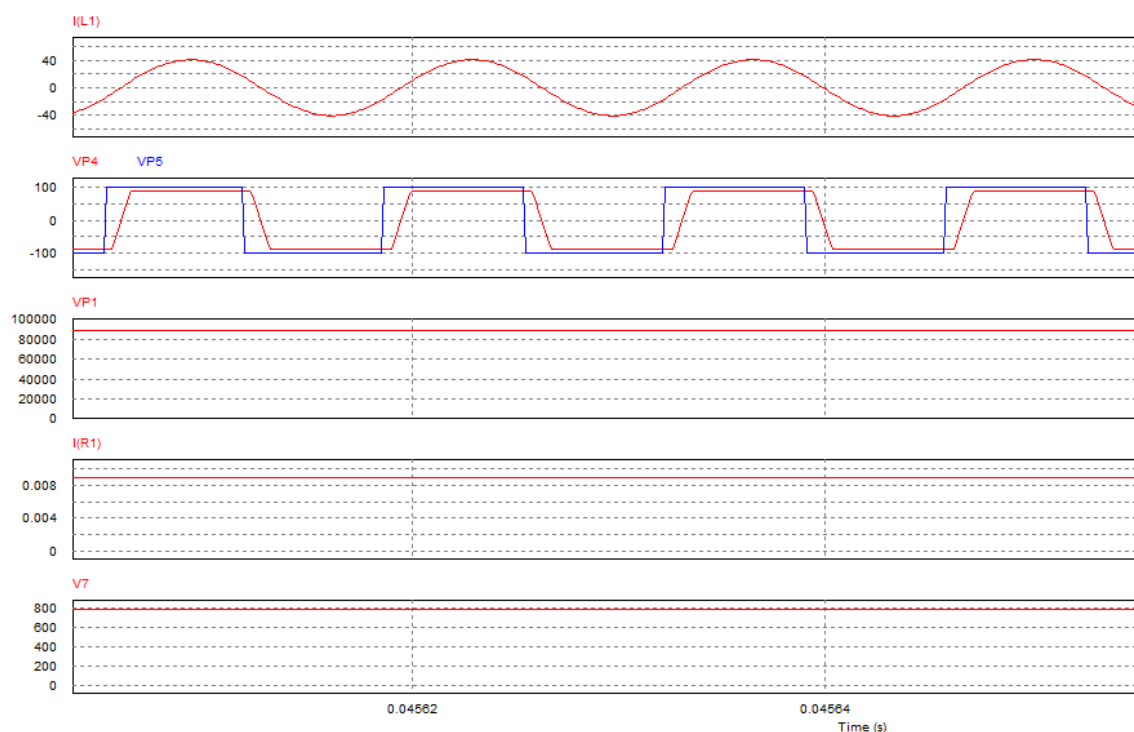


Figura 63.- Formas de Onda Convertidor CC-CC Resonante Serie, Simulación Transformador 1:1000.

La tensión de salida es de 90 kV en lugar de 100 kV. Esta diferencia queda justificada por la particularidad del simulador PSIM al utilizar transformadores y tensiones elevadas. Con el fin de reducir los problemas de convergencia, en la simulación se incluyen, aunque no se muestren, resistencias entre los terminales del transformador y el nodo de referencia. Estas resistencias son muy elevadas, lo que provoca que en la simulación de circuitos convencionales no se aprecie ninguna influencia. Sin embargo, en circuitos con tensiones muy elevadas, las resistencias del propio circuito suelen ser igualmente elevadas y los efectos de la configuración del transformador se pueden llegar a apreciar. Esta particularidad también puede observarse en la forma de onda de la tensión de salida del tanque resonante (primer devanado del transformador), por lo que su forma en la simulación resulta ser menos cuadrada de lo

esperado. Por lo demás, se puede afirmar que el convertidor funciona correctamente, al ser sinusoidal la corriente que circula por el tanque, a la frecuencia de resonancia.

La potencia obtenida es de 800 W, como puede observarse en la última forma de onda de la imagen. Esta potencia es suficientemente elevada para ser administrada a un equipo portátil de rayos X.

5.3.-Conclusiones del Capítulo.

En este capítulo se han analizado los parámetros más importantes del convertidor resonante CC-CC serie, observando su efecto mediante simulaciones; por lo que, finalmente se han podido seleccionar unos valores a dichos parámetros para el diseño del prototipo final.

Una vez diseñado el prototipo, se ha simulado para obtener las formas de onda correspondientes y así comprobar que, con los componentes elegidos (ya sea por el diseño inicial o por la disponibilidad de componentes en el laboratorio), el convertidor opera correctamente.

Finalmente se ha simulado el convertidor que, una vez estudiado el funcionamiento del prototipo, podría construirse para poder operar en un equipo de rayos X, asumiendo unas especificaciones razonables que podrían caracterizar a dicho equipo. Una vez realizadas las simulaciones, se puede afirmar que el convertidor diseñado es apto para un equipo real.

6.- Construcción del Convertidor.

En este apartado del trabajo se describen los componentes utilizados y se explican algunos aspectos de éstos, como la utilización del microcontrolador y la fabricación del transformador y la bobina. También se mencionará brevemente el procedimiento para la construcción.

Para el diseño del prototipo es necesario tener en cuenta las limitaciones dadas por la fabricación a mano de los elementos inductivos en el laboratorio y de los componentes que estaban disponibles en éste. Dichas limitaciones afectan en gran medida al factor de calidad Q , por lo que habrá que hacer concesiones en cuanto a su valor, como se explicará más adelante. Las limitaciones también afectan a la potencia que es posible administrar a la carga, ya que la carga utilizada para obtener resultados es un conjunto de resistencias de potencia en serie que aguantan una potencia limitada, por lo que no es posible administrar demasiada tensión al convertidor.

En la Figura 64 se muestra el convertidor finalmente utilizado con el resto de componentes que se necesitaron para conseguir que operase correctamente.

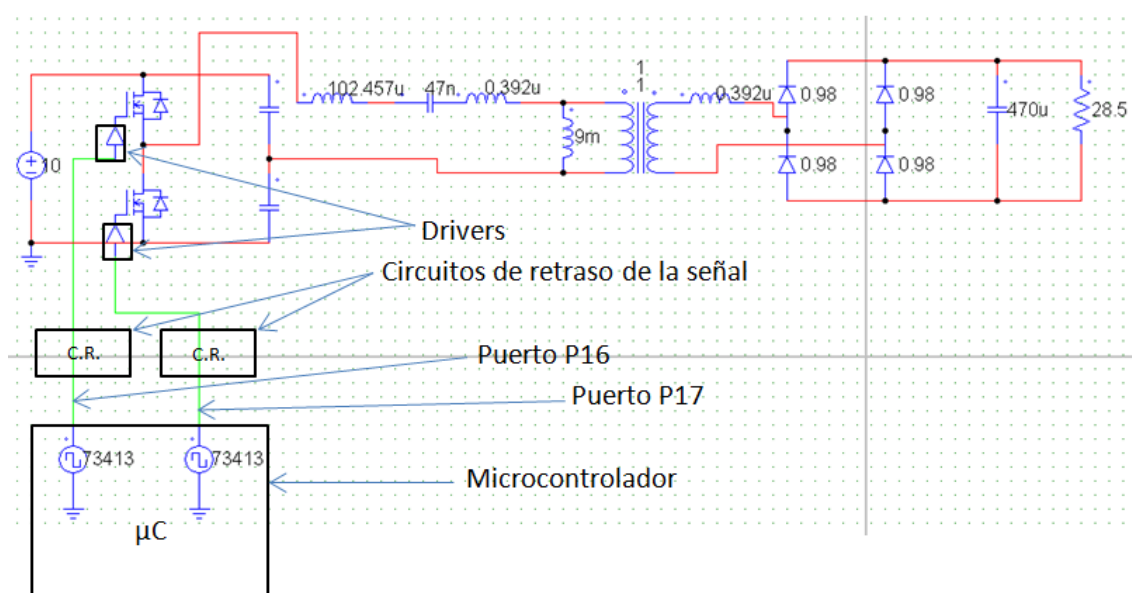


Figura 64.- Esquema Físico de lo Utilizado en Laboratorio Para el Experimento.

6.1.- Componentes Utilizados.

6.1.1.- Componentes de Potencia.

Los componentes de potencia utilizados para el prototipo son, por un lado transistores MOSFET de SiC y por otro, diodos Schottky también de SiC. A continuación se comenta que modelos concretamente son los elegidos y sus principales características, sin volver a abordar el tema de la tecnología SiC y sus ventajas, ya que esto ya fue explicado en su respectivo apartado.

Los transistores son SCT2450KE N-channel SiC power MOSFET (Figura 65 y Figura 66). Entre sus propiedades, destacan: una tensión máxima entre drenador y fuente V_{DS} de 1200 V, una resistencia durante el encendido $R_{DS(on)}$ de valor significativamente bajo, siendo su valor típico 450 m Ω , una corriente I_D de 10 A y una potencia P_D de 85 W [15].

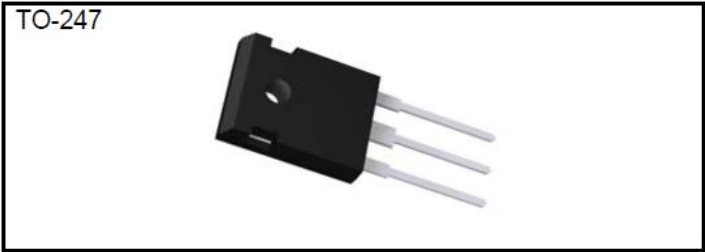


Figura 65.- Empaquetado TO-247 del SCT2450KE SiC MOSFET [15].

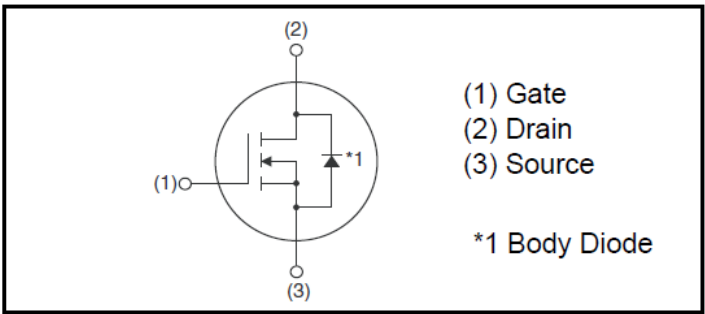


Figura 66.- Circuito Interno del SCT2450KE SiC MOSFET [15].

Estos MOSFET se caracterizan por tener una gran velocidad de conmutación, lo que disminuye las pérdidas, como se puede apreciar en la siguiente tabla obtenida de su hoja de características (Figura 67).

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Turn - on delay time	$t_{d(on)}^{*3}$	$V_{DD} = 400V, V_{GS} = 18V$	-	19	-	ns
Rise time	t_r^{*3}	$I_D = 3A$	-	17	-	
Turn - off delay time	$t_{d(off)}^{*3}$	$R_L = 133\Omega$	-	38	-	
Fall time	t_f^{*3}	$R_G = 0\Omega$	-	34	-	
Turn - on switching loss	E_{on}^{*3}	$V_{DD} = 600V, I_D = 3A$ $V_{GS} = 18V/0V$ $R_G = 0\Omega, L = 500\mu H$	-	47	-	μJ
Turn - off switching loss	E_{off}^{*3}	* E_{on} includes diode reverse recovery	-	17	-	

Figura 67.- Tabla de Características Velocidad de Conmutación y Pérdidas [15].

También cabe destacar la elevada temperatura en la que pueden operar, siendo esta de 175 $^{\circ}C$.

Los diodos utilizados son, C3D02065E Silicon Carbide Schottky Diode (Figura 68 y Figura 69). Este componente se caracteriza por soportar una tensión máxima V_{RRM} de 650 V y por tener esencialmente nulas pérdidas de conmutación [16].



Figura 68.- Empaquetado TO-252-2 del C3D02065E Silicon Carbide Schottky Diode [16].



Figura 69.- Circuito Interno del C3D02065E Silicon Carbide Schottky Diode [16].

Por último, se utilizaron los drivers de potencia ACPL-P345-000E, utilizados para hacer funcionar los MOSFET. Estos drivers tienen un rango de funcionamiento para la tensión de la fuente V_{CC} de 10 a 20 V [17]. En la Figura 70 se muestra el diagrama funcional:

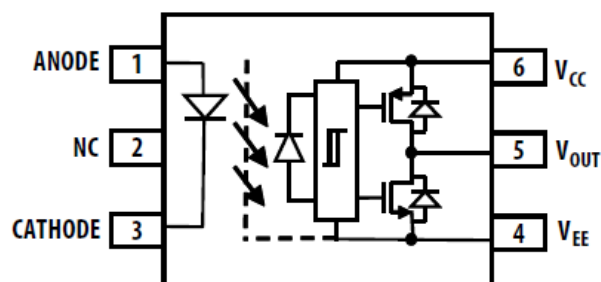


Figura 70.- Diagrama Funcional del Driver ACPL-P345-000E [17].

6.1.2.- Construcción de Componentes Inductivos.

Los componentes inductivos utilizados son una bobina de 100 μ H de inductancia, y un transformador con relación de transformación 1:1. El transformador utilizado en el equipo real de rayos X debe tener una relación de transformación mucho mayor para alcanzar los valores de tensión necesarios, pero en el laboratorio no se pueden manejar cientos de kV de magnitud de forma tan sencilla, por lo que para el diseño del prototipo se utiliza uno con relación 1:1, ya que, lo importante es el estudio del funcionamiento y éste no difiere por el transformador.

Para la realización de estos componentes se utilizó el programa PExptr, en el cual, se seleccionan las características de tensión, corriente, frecuencia y los materiales de los que se dispone (núcleo, carrete y diámetro del cable) y el programa proporciona el dato del número de vueltas que se debe dar al cable para obtener la inductancia deseada o la relación de transformación deseada en el caso del transformador.

Es muy importante evaluar la tensión que va a soportar la bobina, ya que esto influye en gran medida en la propia construcción del componente. Con un elevado factor de calidad Q , la tensión que soportan la bobina y por tanto, el condensador, es también muy elevada, por lo que el valor de Q no debe ser demasiado grande al ser imposible, con los materiales del laboratorio, fabricar una bobina que soporte tensiones del orden de un kV. Para ello, finalmente se decidió que el valor de Q sea entre 1 y 2 (en función de la carga utilizada), siendo un valor que permite el correcto funcionamiento del tanque resonante y a la vez consigue que la bobina y el condensador no tengan que soportar tensiones muy elevadas.

En Figura 71 y Figura 72, se muestra la tensión soportada por la bobina, en el caso de un Q pequeño y uno grande. Para obtener estas formas de onda, se utiliza el circuito de la Figura 59 con una tensión de entrada de 100 V y una carga de 5 Ω , en el caso del Q alto y otra de 28,5 Ω , en el caso del Q bajo.

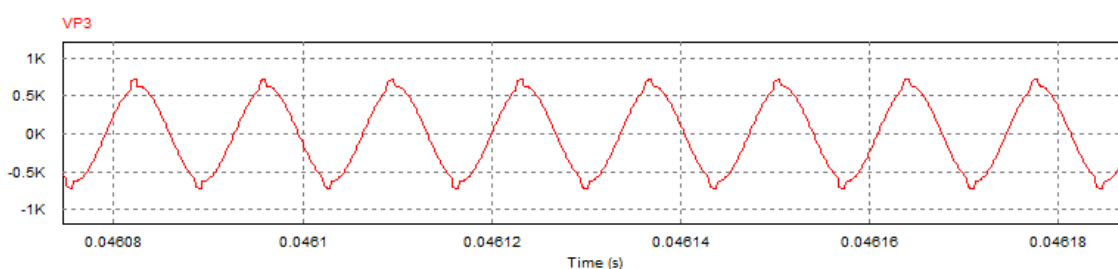


Figura 71.- Forma de Onda de la Tensión de la Bobina con $Q=9,45$ ($R=5\Omega$).

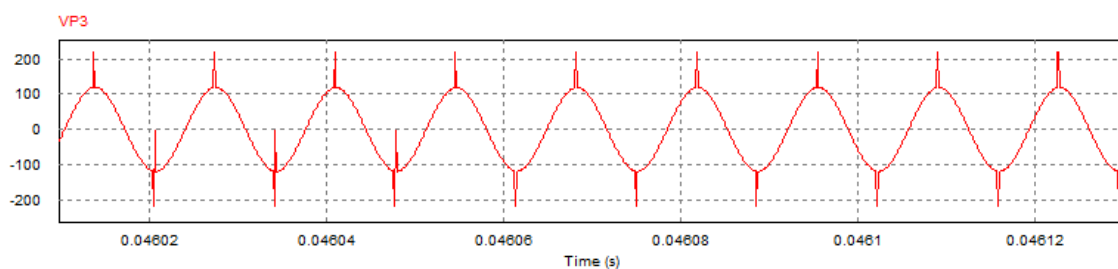


Figura 72.- Forma de Onda de la Tensión de la Bobina con $Q=1,66$ ($R=28,5\Omega$).

Con un factor de calidad alto ($Q=9,45$) se observa que la tensión que soporta la bobina alcanza valores de 500 V mientras que ésta disminuye hasta 100 V de amplitud en el caso de un factor de calidad bajo ($Q=1,66$). Los picos no ideales mostrados en las figuras son debidos a la simulación y no se tienen en cuenta.

A continuación, se muestran imágenes obtenidas del programa que muestran las opciones de construcción de la bobina, obtenidas teniendo en cuenta los materiales disponibles y los parámetros de construcción importantes que hay que tener en cuenta.

En el programa se introdujo el valor de 100 V de tensión para construir una bobina que, de primeras, soportase tensiones elevadas; a pesar de que finalmente no se llegase a tales valores.

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm ³]	Turns	Temperature [°C]	Gap [mm]	Parallel Turns [n]	Power Losse...	Window Filling [%]
RM14/I	AWG21	13860.00	25	26.39	1.6531	3	0.1359	34.91
RM14/I	AWG15	13860.00	24	26.55	1.5043	1	0.1533	42.47
RM14/I	AWG21	13860.00	23	26.66	1.3632	2	0.1703	21.41
RM14/I	AWG17	13860.00	23	26.75	1.3632	1	0.1747	25.72
RM14/I	AWG17	13860.00	16	27.51	0.5970	2	0.2510	35.78
RM14/I	AWG21	13860.00	19	27.56	0.8775	1	0.2670	8.84
RM14/I	AWG27	13860.00	18	27.89	0.7662	3	0.3084	6.60
RM14/I	AWG15	13860.00	13	28.93	0.3642	2	0.3886	46.01
RM14/I	AWG27	13860.00	16	28.77	0.5970	2	0.4088	3.91
RM14/I	AWG17	13860.00	11	30.75	0.2448	3	0.5739	36.90

Figura 73.- Resultados Obtenidos Por el Programa Para la Construcción de la Bobina.

Como se muestra en la Figura 73, se obtuvieron múltiples resultados. El escogido fue el señalado en la imagen ya que, a pesar de ser menos eficiente en cuanto a pérdidas y temperatura, era el más sencillo de construir. Esto es debido al cable utilizado (diámetro razonable para realizar las vueltas al núcleo), al número de vueltas al núcleo que hay que realizar y al ser uno las vueltas en paralelo necesarias.

Component		Parameters	
Core Size:	RM14/I	Gap:	1.13 mm
Bobbin:	RM14/I	Number of Turns:	19
Core Material:	3F3	Parallel Turns:	1
Wire:	AWG21		
Library:	Ferroxcube_Design		

Figura 74.- Procedimiento de Construcción Elegido Para la Bobina Obtenido del Programa.

En la Figura 74, se observan las principales características para realizar la construcción de la bobina; siendo éstas el núcleo de RM 14/I de material 3F3, el cable AWG21 (0,8 mm de diámetro), el número de vueltas al núcleo, el número de vueltas en paralelo y el gap. Características ya incluidas en la anterior figura comentada salvo por la distancia que hay que introducir entre las columnas laterales del núcleo (gap). Esta distancia se consigue introduciendo trozos de papel.

En cuanto al transformador, se diseñó para que soportase tensiones de 100 V, a pesar de que finalmente no fuese posible llegar a esa tensión en el laboratorio. En la Figura 75, se muestran las opciones de construcción, obtenidas al introducir las características de la tensión y corriente correspondientes al transformador y a los componentes disponibles en el laboratorio.

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm ³]	Turns	Temperature [°C]	Parallel Turns [n]	Power Losses [W]	Window Filling [%]
RM14/I	AWG27	13860.00	55	25.70	3	0.0665	40.34
RM14/I	AWG27	13860.00	50	25.84	2	0.0835	24.45
RM14/I	AWG27	13860.00	42	26.23	1	0.1288	10.27

Figura 75.- Resultados Obtenidos Por el Programa Para la Construcción del Transformador.

En esta ocasión, se decidió construir la opción más eficiente, siendo ésta la señalada en la imagen; a pesar de ser la más complicada de construir debido a las tres vueltas en paralelo que hay que realizar y al mayor número de vueltas al núcleo.

Component		Windings	
Core Size:	RM14/I	Winding 1	
Bobbin:	RM14/I	Wire:	AWG27
Core Material:	3F3	Number of Turns:	55
Library:	Ferroxcube_Design	Parallel Turns:	3

Figura 76.- Procedimiento de Construcción Elegido Para el Transformador Obtenido del Programa.

En la Figura 76, se muestran las características de la opción elegida. Respecto a los componentes, el núcleo es RM 14/I con el material 3F3 y el cable utilizado es AWG27 (0,4 mm de diámetro). En cuanto al número de vueltas al núcleo, hay que realizar 55 vueltas, habiendo previamente realizado las 3 vueltas en paralelo.

Una vez construidos los componentes inductivos, se procedió a medirlos y se obtuvieron los resultados no ideales mostrados en Figura 77 y Figura 78:

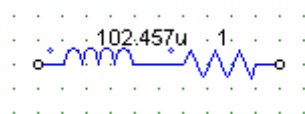


Figura 77.- Bobina Real Obtenida.

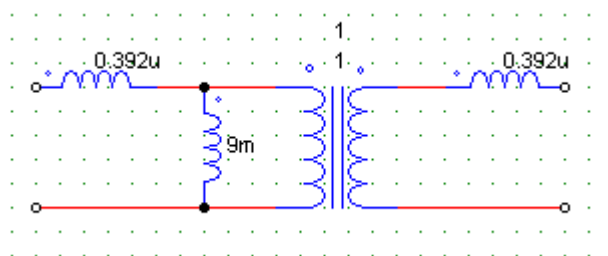


Figura 78.- Transformador Real Obtenido.

6.2.- Procedimiento de Construcción.

Para la fabricación del convertidor se utilizó una placa de puntos a la que se soldaron los componentes con las conexiones necesarias.

Inicialmente se fabricó dicho convertidor con la configuración de puente completo, al ser esta mucho más eficiente, por transmitir la misma tensión al primer devanado del transformador que se tenía de entrada; pero debido a errores cometidos durante las pruebas de funcionamiento, se quemaron varios componentes y se tuvo que cambiar la configuración a la del medio puente, que tiene la ventaja de necesitar menos componentes de potencia.

A continuación se muestran imágenes del convertidor final construido (Figura 79, Figura 80 y Figura 81). En las imágenes aparecen los cuatro MOSFET que serían utilizados en el puente completo, pero únicamente los dos centrales son funcionales. Mantener esta disposición permite que sea mucho más sencillo el cambio de configuración de un tipo de puente a otro.

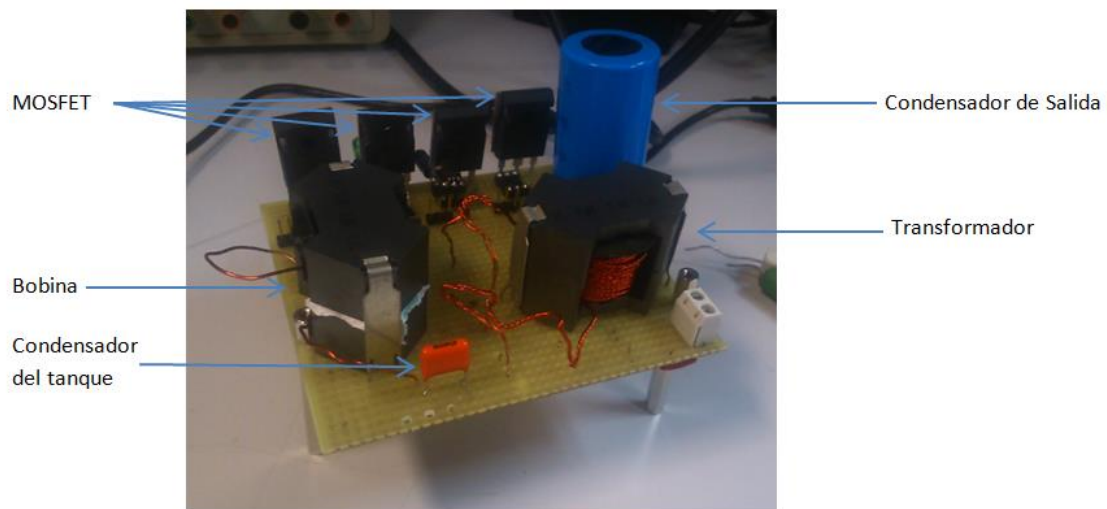


Figura 79.- Imagen 1 del Prototipo Construido Convertidor Resonante CC-CC Serie.

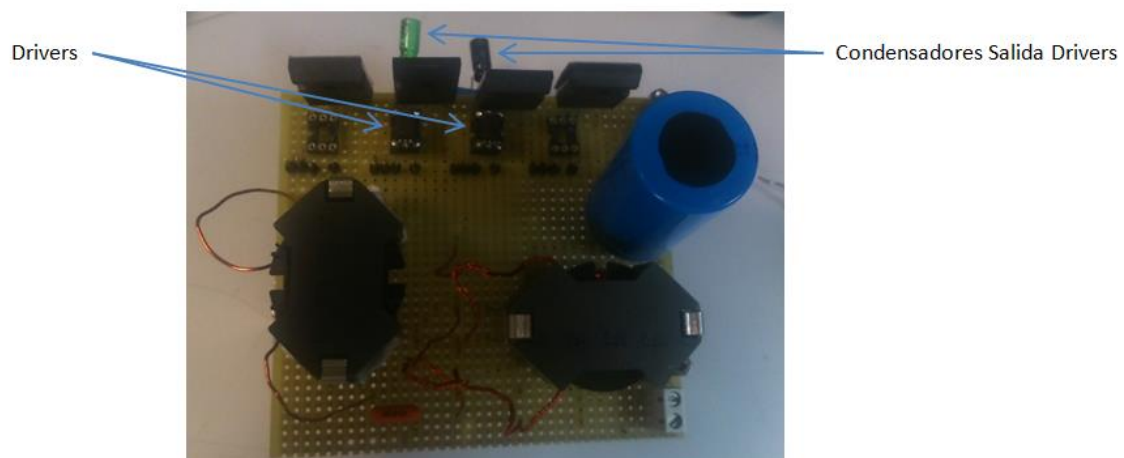


Figura 80.- Imagen 2 del Prototipo Construido Convertidor Resonante CC-CC Serie.

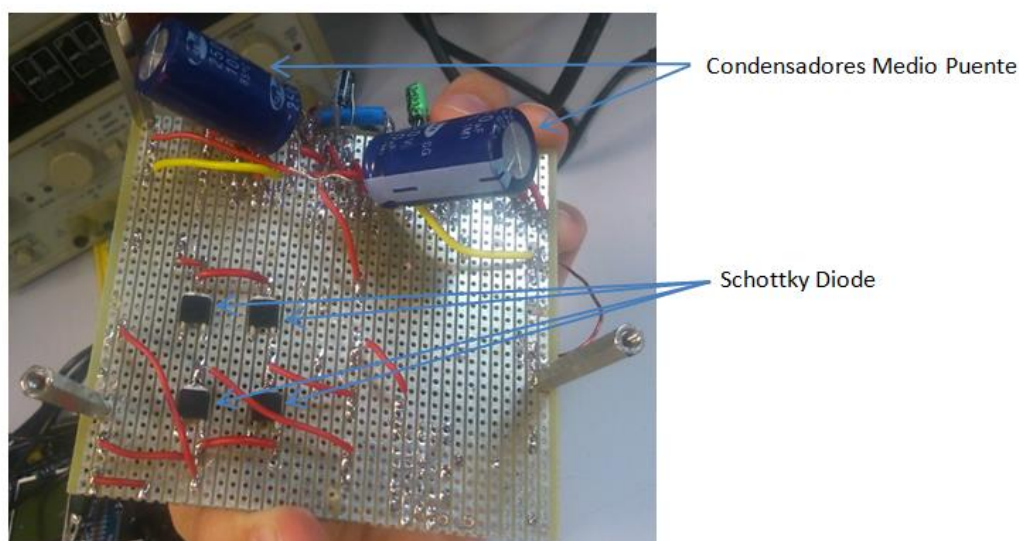


Figura 81.- Imagen 3 del Prototipo Construido Convertidor Resonante CC-CC Serie.

6.3.- Descripción del Circuito de Control.

Para la realización del trabajo es necesario un circuito de control. El elegido para este proyecto consiste en utilizar el microcontrolador RL78 G14 de 100 pines de la empresa Renesas (Figura 82). El control para el convertidor resonante CC-CC serie consiste en cambiar la frecuencia de los pulsos que disparan los MOSFET, como se ha comentado anteriormente en diversos apartados, para mantener la tensión de salida (y por tanto la potencia) fija.

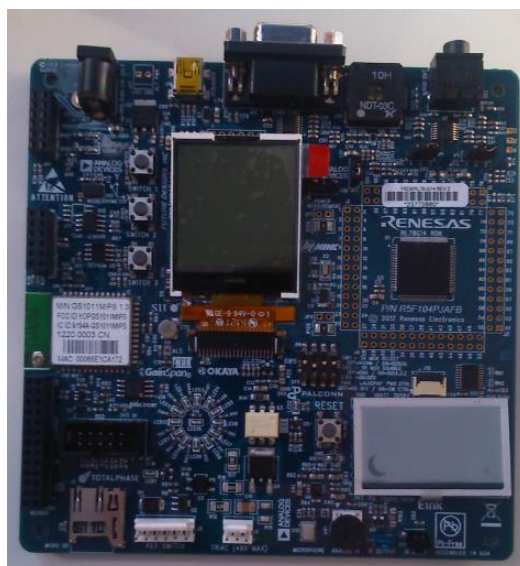


Figura 82.- Microcontrolador RL78 G14 de 100 Pines en la Placa Utilizada.

El microcontrolador consigue disparar los MOSFET generando unos pulsos con el 50% de ciclo de trabajo asociados a unos pines de salida. Para generar estos pulsos se puede utilizar la opción en Times array unit de square wave output que directamente genera estos pulsos con

el 50% de ciclo de trabajo y donde lo único que hay que introducir es el ancho del pulso (siendo éste la mitad del periodo) por lo que, variando aquí el tamaño, se cambia la frecuencia y se realiza el control.

6.4.- Datos obtenidos.

Una vez realizada la construcción del prototipo, se procedió a probarlo, obteniendo los siguientes resultados comparados con las simulaciones realizadas.

Desgraciadamente, debido a errores cometidos durante la prueba del puente completo, al final se realizaron las pruebas con el medio puente, a pesar de que la intención inicial fuese la realización de la configuración en puente completo exclusivamente.

Primero se evalúa la salida del microcontrolador para ver si es aceptable para ser la entrada de los drivers. Inicialmente se obtiene la imagen de la Figura 83:



Figura 83.- Salida del Microcontrolador.

Desgraciadamente esta salida del microcontrolador es inaceptable para ser la entrada de los drivers, debido al solapamiento que existe en algunos momentos entre las dos señales, por lo que es necesario utilizar un filtro paso bajo con un diodo en paralelo con la resistencia que acelera la descarga del condensador. Con esto se consigue que, a la salida de los drivers existan tiempos muertos entre las dos señales y, por tanto, no conduzcan los dos MOSFET al mismo tiempo, ya que ésto produciría que se quemase alguno de estos transistores.

El efecto del retraso de las señales se consigue debido a la sensibilidad que tienen los drivers (a partir de un valor de entrada, la salida se pone a nivel alto). Esto causaría que la señal completa se retrasase, pero incluyendo el diodo en paralelo con la resistencia se consigue que el paso de la señal de salida del driver del nivel alto al nivel bajo se produzca prácticamente al mismo tiempo que la señal del microcontrolador. Habiendo utilizado este pequeño circuito se obtiene un pequeño tiempo muerto entre el final de una señal y el comienzo de la otra.

El circuito anteriormente descrito se utilizó con un potenciómetro y un condensador de valor reducido, pudiéndose ajustar el tiempo muerto con la constante de tiempo.

El circuito utilizado se muestra en la Figura 84:

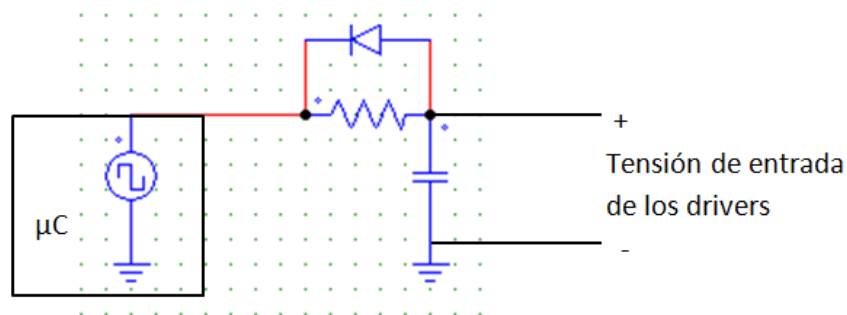


Figura 84.- Circuito de Retraso de la Señal.

Utilizando el circuito anteriormente descrito se obtiene la imagen de la Figura 85:

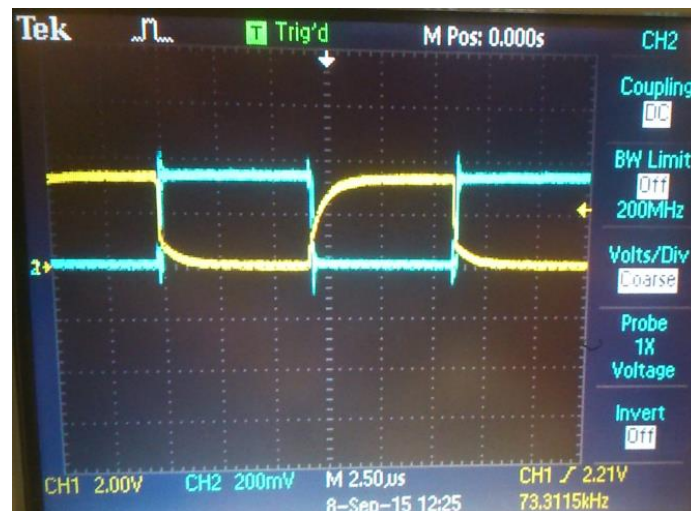


Figura 85.- Salida del Circuito de Retraso de la Señal, Entrada de los Drivers.

El efecto del circuito de retraso de la señal se puede observar a la salida de los drivers, donde ya no existe solapamiento entre las dos señales al existir un tiempo muerto entre ellas.

En la Figura 86 se muestran las señales de disparo de los MOSFET:

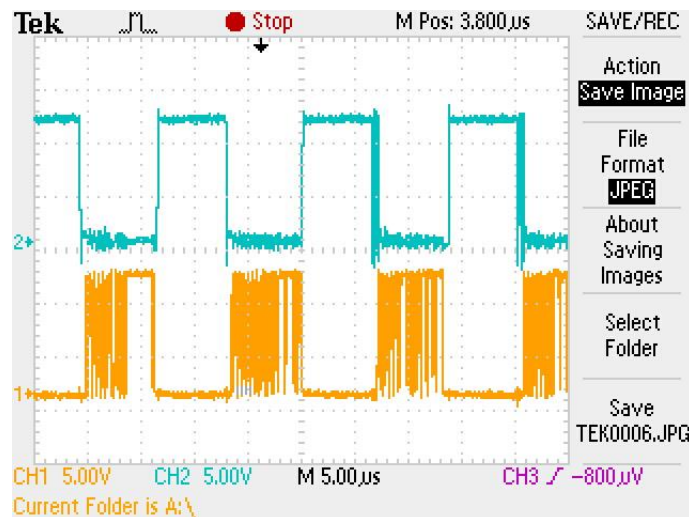


Figura 86.- Pulsos de puerta de los MOSFET, Salida de los Drivers.

Una vez solucionado el problema de la conducción de los MOSFET, se observa la tensión de salida del puente (Figura 87).

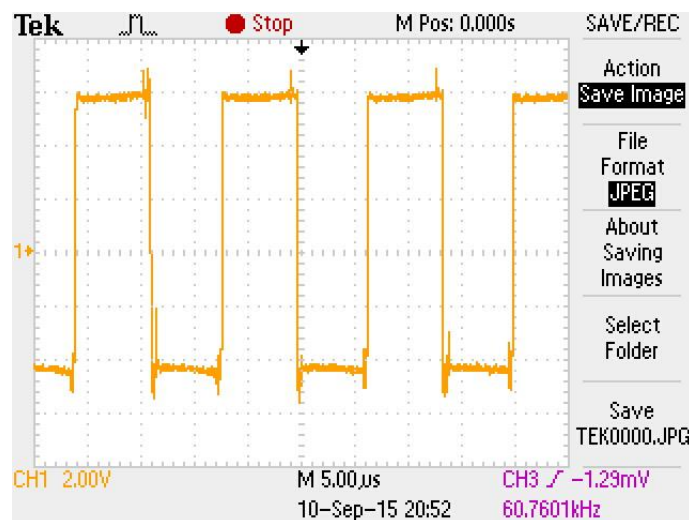


Figura 87.- Tensión de Salida del Medio Puente.

La tensión de salida del puente tiene aproximadamente 5 V de amplitud, como cabía esperar, por lo que se deduce que la tensión administrada al tanque es correcta.

La siguiente imagen (Figura 88) muestra la tensión en el primer devanado del transformador que debe coincidir con la de salida del puente.

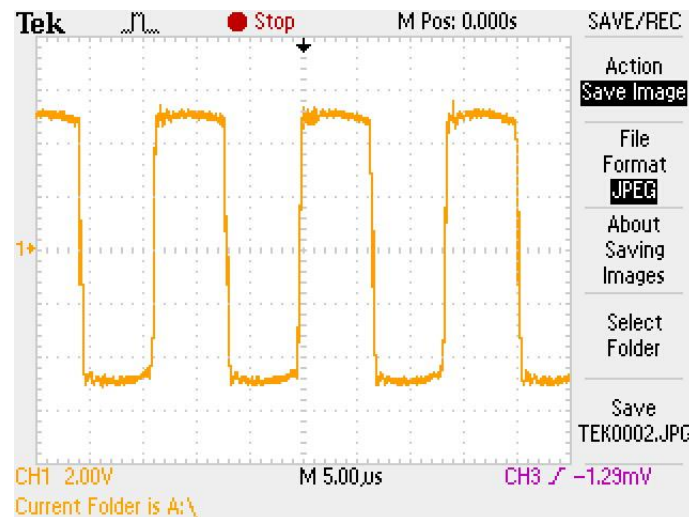


Figura 88.- Tensión Primer Devanado del Transformador.

La tensión del primer devanado del transformador tiene una tensión de pico de 5 V al igual que ocurría con la de salida del puente, por lo que se puede deducir que las impedancias del tanque han sido anuladas gracias a la resonancia y que el convertidor opera correctamente. Por desgracia no es posible medir el desfase entre estas dos últimas tensiones, debido a que sería necesario instrumental para el osciloscopio, del cual no se disponía. Si se hubiese podido medir el desfase, se hubiese observado que éste es prácticamente nulo.

La siguiente imagen muestra la tensión del segundo devanado del transformador (Figura 89).

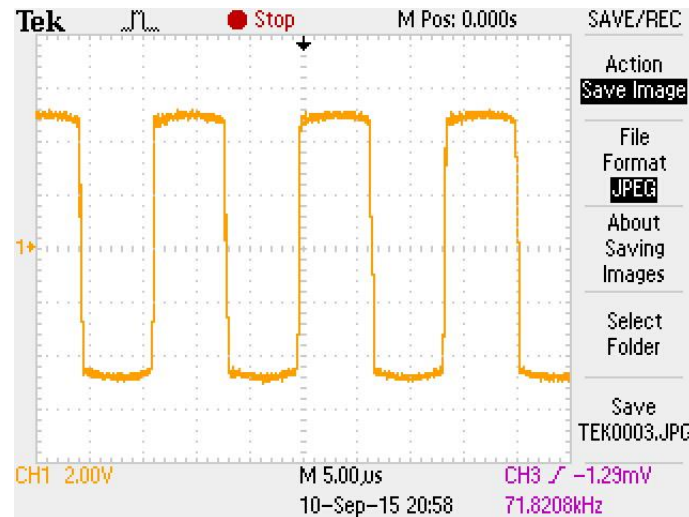


Figura 89.- Tensión Segundo Devanado del Transformador.

La tensión en el segundo devanado del transformador coincide completamente con la del primer devanado, por lo que se deduce que el transformador funciona correctamente y que su relación de transformación es, efectivamente, 1:1 como se diseñó que fuese.

A continuación, se muestra la imagen de la corriente que circula por el puente, comparada con la obtenida de la simulación (Figura 90 y Figura 91).

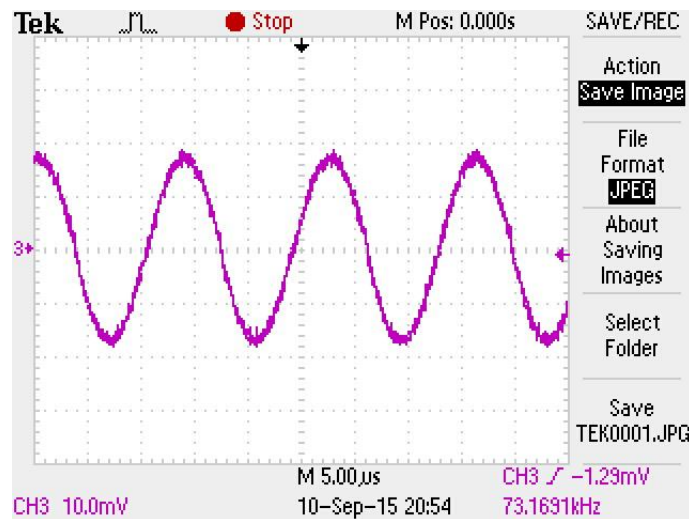


Figura 90.- Corriente del Tanque, Resultado Experimental.

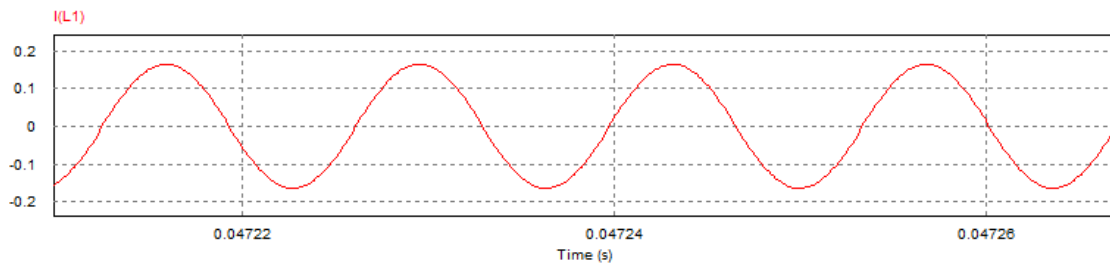


Figura 91.- Corriente del Tanque, Simulación.

Al medir la corriente se utilizó una sonda que tenía una relación, tal que la tensión dada por osciloscopio multiplicada por diez indica la corriente, por lo que en ambas imágenes se observa que la corriente tiene un valor de amplitud cercano a 0,2 A y es completamente sinusoidal, mostrando que se produce la resonancia y que el convertidor funciona correctamente.

Para finalizar los datos experimentales obtenidos a la frecuencia de resonancia, se muestra la tensión de salida del convertidor (Figura 92) comparada con la obtenida de la simulación (Figura 93).

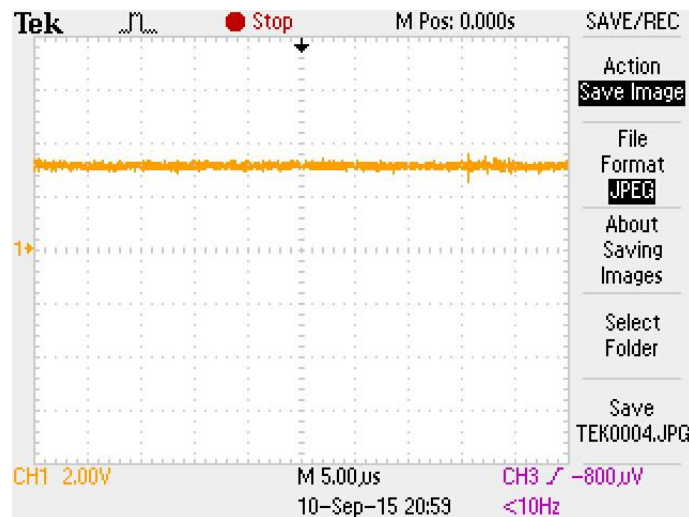


Figura 92.- Tensión de Salida, Resultado Experimental.

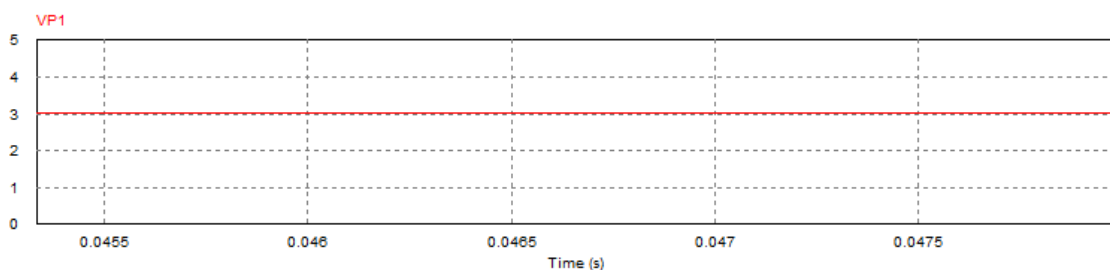


Figura 93.- Tensión de Salida, Simulación.

Como cabía esperar, la tensión de salida coincide exactamente el resultado experimental con el resultado de la simulación, obteniendo 3 V en ambos casos.

Por último, se realizó el experimento en el caso de que la frecuencia fuese de 50 kHz, siendo esta frecuencia mucho menor que la de resonancia y, por tanto un buen ejemplo de mal funcionamiento de la resonancia. Desgraciadamente, como ya se comentó anteriormente, fue imposible medir el desfase entre las tensiones de salida del puente y de salida del tanque, donde se podría observar el desfase entre ambas y así probar que las impedancias del tanque no son anuladas. A pesar de esto, sí que es posible observar la corriente del tanque y como ésta deja de ser sinusoidal. A continuación, se muestra la imagen obtenida de la corriente del tanque (Figura 94) comparada con la obtenida de la simulación (Figura 95).

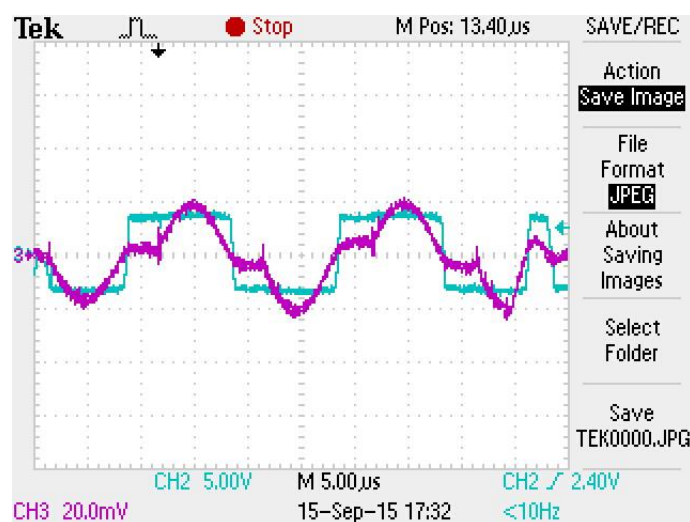


Figura 94.- Corriente del Tanque a 50 kHz y Tensión del Segundo Devanado, Resultado Experimental.

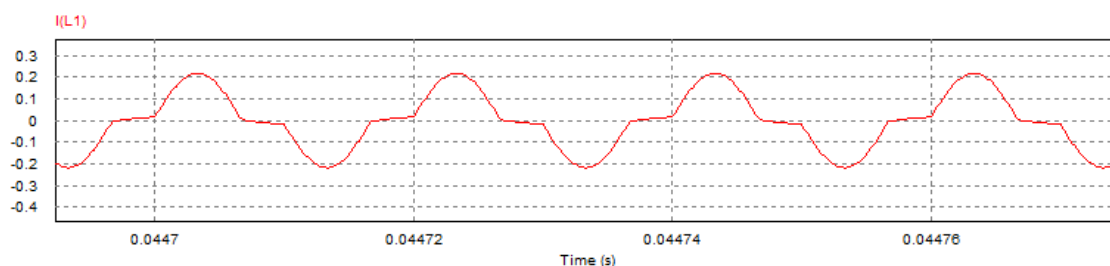


Figura 95.- Corriente del Tanque a 50 kHz, Simulación.

Al igual que ocurría en el caso anterior, la corriente se obtiene multiplicando la tensión obtenida por diez, por lo que la corriente coincide en ambos casos, siendo ésta 0,2 A. En las imágenes anteriores se puede observar como la corriente deja de ser sinusoidal, al alejarse de la frecuencia de resonancia, y por lo que se deduce que el convertidor no opera correctamente en este caso.

Una vez analizados los datos experimentales y de haberlos comparado con los resultados de las simulaciones, se puede concluir este trabajo habiendo construido un prototipo de convertidor con el que, es posible estudiar el funcionamiento de la resonancia y cómo esta puede ayudar al buen funcionamiento de un equipo de rayos X portátil.

6.5.- Conclusiones del Capítulo.

Una vez determinados los valores característicos de diseño del prototipo se procedió a conseguir los componentes, ya sea comprándolos (como los semiconductores de potencia), construyéndolos en el laboratorio (como el transformador y la bobina) o utilizando los disponibles en el laboratorio. Una vez obtenidos todos los componentes, el siguiente paso fue construir el prototipo y probarlo.

Al finalizar las pruebas de dicho prototipo se han comparado los resultados experimentales con las simulaciones. Se puede afirmar que el convertidor construido funciona correctamente y es posible utilizarlo para estudiar las características del convertidor resonante CC-CC serie en

un entorno de laboratorio con bajos niveles de potencia y tensiones, como el disponible para el alumno en este trabajo.



7.- Conclusiones del Trabajo.

El objetivo de este trabajo ha sido el diseño de un convertidor que, dadas unas especificaciones, pueda operar en un equipo portátil de rayos X como el componente que administra la diferencia de potencial al tubo de rayos X.

Una vez realizado el trabajo, se ha visto el funcionamiento de los convertidores de potencia más importantes y cómo es posible utilizarlos para formar el llamado convertidor resonante. Dicho convertidor se ha estudiado por ser el más eficiente en cuanto a la utilización de transformadores con grandes relaciones de tensiones y en cuanto a la disminución de pérdidas. Debido a estas características, expuestas anteriormente, se observó que era el convertidor ideal para un equipo portátil de rayos X, a diferencia de otros CC-CC también analizados.

Una vez analizado el funcionamiento del convertidor resonante, se realizó el diseño del prototipo a construir utilizando las simulaciones realizadas con la herramienta PSIM. Gracias a estas simulaciones, se obtuvieron los valores de los parámetros del circuito, teniendo en cuenta el material del que se disponía. Estos parámetros son principalmente la frecuencia de resonancia, la inductancia y la capacidad del tanque y el factor de calidad Q para una determinada carga y la tensión máxima que pueden soportar algunos de los componentes.

A partir del diseño del prototipo, se procedió a construirlo y a probarlo para comprobar que su funcionamiento coincide con el obtenido de la simulación.

Para la realización del prototipo, se estudiaron los componentes de potencia del material SiC, debido a sus mejores resultados en cuanto a pérdidas y a su mejor funcionamiento a altas temperaturas. La alta tensión y la elevada temperatura que los dispositivos de este material semiconductor son capaces de soportar no influyen en gran medida en el prototipo, debido a que no es posible someterlo a este tipo de experimentos, pero sí que es recomendable su utilización para el convertidor que opera en el equipo de rayos X portátil, al encontrarse éste en condiciones más extremas.





Obtenidos los resultados experimentales del prototipo, es posible afirmar que se ha conseguido construir un convertidor resonante CC-CC serie que opera correctamente, como se ha demostrado gracias a la comparación de estos resultados con las simulaciones.

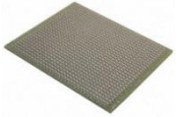





El prototipo construido sirve para el estudio experimental de los convertidores resonantes CC-CC serie y como, a partir de este conocimiento, es posible diseñar un convertidor que contenga un transformador de mayor relación de transformación, para así poder cumplir con las especificaciones del equipo portátil de rayos X.







8.- Presupuesto Económico.

Todos los componentes del presupuesto pueden ser comprados en la página española de digikey salvo los componentes de la bobina y el transformador, que se pueden obtener en la página española de farnell. Toda la información siguiente, incluidas las imágenes, ha sido obtenida de estas páginas.

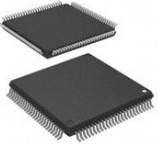



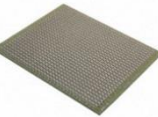
Medio Puente:







Part Number	Imagen	Cantidad	Precio Unidad (€)	Precio Total (€)	Referencia
RL78/G14 R5F104PJAFB# V0-ND		1	5,58	5,58	http://www.digikey.es/product-detail/en/R5F104PJAFB%23V0/R5F104PJAFB%23V0-ND/3593797
SCT2450KEC-ND		2	4,28	8,56	http://www.digikey.es/product-search/en?Keywords=SCT2450KE&WT.z_header=search_go
ACPL-P345-000E		2	2,39	4,78	http://www.digikey.es/product-search/en?vendor=0&keywords=ACPL-P345-000E
C3D02065E-ND		4	0,88	3,52	http://www.digikey.es/product-detail/en/C3D02065E/C3D02065E-ND/4842986





V2018-ND		1	5,03	5,03	http://www.digikey.es/product-detail/en/8022/V2018-ND/565947
P13471-ND		2	0,26	0,52	http://www.digikey.es/product-detail/en/EEU-EB1J3R3S/P13471-ND/949745
1189-2212-ND		2	1,49	2,98	http://www.digikey.es/product-detail/en/250BXC100MEFC16X25/1189-2212-ND/3564423
493-2696-ND		1	2,87	2,87	http://www.digikey.es/product-detail/en/LGU2D471MELZ/493-2696-ND/1004357
EF4473-ND		1	0,31	0,31	http://www.digikey.es/product-detail/en/ECQ-E4473KF/EF4473-ND/56555
399-9933-1-ND		2	1,22	2,44	http://www.digikey.es/product-detail/en/T350A104K035AT7301/399-9933-1-ND/3726249

490-2911-ND		2	1,24	2,48	http://www.digikey.es/product-detail/en/PV36Y101C01B00/490-2911-ND/666538
1N4007-TPMSCT-ND		2	0,10	0,20	http://www.digikey.es/product-detail/en/1N4007-TP/1N4007-TPMSCT-ND/773694
RM14/I-3C90		4	8,85	35,4	http://es.farnell.com/ferroxcube/rm14-i-3c90/n-cleo-de-ferrita-rm-i-3c90/dp/3056867
B65888C1512T001		2	1,88	3,76	http://es.farnell.com/epcos/b65888c1512t001/carrete-bobin-rm-14-1-secci-n/dp/2355135
CLI/P-RM14/I		4	0,613	2,452	http://es.farnell.com/ferroxcube/cli-p-rm14-i/clip-rm14/dp/291432?MER=i-9b10-00001460
K395-ND		1	10,81	10,81	http://www.digikey.es/product-detail/en/R30R-0100/K395-ND/221680
TOTAL				91,69	

Puente Completo:

Part Number	Imagen	Cantidad	Precio Unidad (€)	Precio Total (€)	Referencia
RL78/G14 R5F104PJAFB# V0-ND		1	5,58	5,58	http://www.digikey.es/product-detail/en/R5F104PJAFB%23V0/R5F104PJAFB%23V0-ND/3593797
SCT2450KEC-ND		4	4,28	17,12	http://www.digikey.es/product-search/en?KeyWords=SCT2450KE&WT.z_header=search_go
ACPL-P345-000E		4	2,39	9,56	http://www.digikey.es/product-search/en?vendor=0&keywords=ACPL-P345-000E
C3D02065E-ND		4	0,88	3,52	http://www.digikey.es/product-detail/en/C3D02065E/C3D02065E-ND/4842986
V2018-ND		1	5,03	5,03	http://www.digikey.es/product-detail/en/8022/V2018-ND/565947

P13471-ND		4	0,26	1,04	http://www.digikey.es/product-detail/en/EEU-EB1J3R3S/P13471-ND/949745
493-2696-ND		1	2,87	2,87	http://www.digikey.es/product-detail/en/LGU2D471MELZ/493-2696-ND/1004357
EF4473-ND		1	0,31	0,31	http://www.digikey.es/product-detail/en/ECQ-E4473KF/EF4473-ND/56555
399-9933-1-ND		4	1,22	4,88	http://www.digikey.es/product-detail/en/T350A104K035AT7301/399-9933-1-ND/3726249
490-2911-ND		4	1,24	4,96	http://www.digikey.es/product-detail/en/PV36Y101C01B00/490-2911-ND/666538
1N4007-TPMSCT-ND		4	0,10	0,40	http://www.digikey.es/product-detail/en/1N4007-TP/1N4007-TPMSCT-ND/773694

RM14/I-3C90		4	8,85	35,4	http://es.farnell.com/ferroxcube/rm14-i-3c90/n-cleo-de-ferrita-rm-i-3c90/dp/3056867
B65888C1512 T001		2	1,88	3,76	http://es.farnell.com/epcos/b65888c1512t001/carrete-bobin-rm-14-1-secci-n/dp/2355135
CLI/P-RM14/I		4	0,613	2,452	http://es.farnell.com/ferroxcube/cli-p-rm14-i/clip-rm14/dp/291432?MER=i-9b10-00001460
K395-ND		1	10,81	10,81	http://www.digikey.es/product-detail/en/R30R-0100/K395-ND/221680
TOTAL				107,69	

9.- Bibliografía.

- [1] Pulse Frequency Modulation LLC Series Resonant X-Ray Power Supply. Zhengmao ZHANG, Zhide TANG. College of Electrical Engineering, Chongqing University. China. 2011.
- [2] Multilevel PRC-LCC resonant converter for X-ray generation. J.A. Martín-Ramos, Ó. Pardo-Vaquero, P.J. Villegas, J.A. Martínez, A.M. Pernía. Electronics Letters. 2015.
- [3] Analytical analysis of the equivalent parasitic capacitance of the high-voltage cascade multiplier in medical application of X-ray power generator. J. Wang, S.W.H. de Haan, J.A. Ferreira. IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia. China. 2012.
- [4] A Digitally Tuned Resonant Capacitance Control with Narrow Range Frequency Modulation for ZCS High Voltage X-ray Power Supply. S.S. Lee, S. Iqbal, M. Kamarol. International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering. Malaysia. 2011.
- [5] Rayos X. Instituto Nacional de Bioingeniería e Imágenes Biomédicas. EEUU. 2013.
- [6] Equipos Portátiles o Móviles. Aguilar Alcántara F. J. Universidad Alas Peruanas. Perú. 2011.
- [7] Biotracom SRL [sede Web]. Argentina. 2015 [acceso 29 de julio de 2015]. Disponible en: <http://www.biotracom.com/diagnostico-por-imagenes/>
- [8] Tomografía computarizada por rayos X: fundamentos y actualidad. J.C Ramírez Giraldo, C. Arboleda Clavijo, C.H. McCollough. Revista Ingeniería Biomédica. Colombia. 2008.
- [9] Biblioteca Digital del Instituto Latinoamericano de la Comunicación Educativa [sede Web]. México D.F. 2013 [acceso 29 de julio de 2015]. Disponible en: http://bibliotecadigital.ilce.edu.mx/sites/ciencia/volumen2/ciencia3/094/htm/sec_5.htm
- [10] Reglamento sobre protección sanitaria contra radiaciones ionizantes. Real Decreto 783/2001, 6 de julio. Boletín Oficial del Estado núm. 178 (26-07-2001). Disponible en: http://www.boe.es/diario_boe/txt.php?id=BOE-A-2001-14555
- [11] Electrónica de Potencia. D.W.Hart. Pearson Educación S. A. Madrid. 2001.
- [12] Fundamental of Power Electronics. R.W. Erickson. Kluwer Academic Publishers, 2nd ed. USA. 2000.
- [13] SiC Power-Switching Devices—The Second Electronics Revolution? J.A. Cooper Jr, A. Agarwal. Proceedings of the IEEE. 2002.
- [14] SiC Power Devices and Modules Application Note. ROHM Semiconductor. 2014.
- [15] SCT2450KE N-channel SiC power MOSFET Datasheet. ROHM Semiconductor. 2013.
- [16] C3D02065E Silicon Carbide Schottky Diode Datasheet. CREE, Inc. 2014.
- [17] ACPL-P345 and ACPL-W345 Datasheet. Avago Technologies. 2013.